Hans-Rolf Tränkler

Oldenbourg

Die Technik des digitalen Messens

Mit 182 Bildern

R. Oldenbourg Verlag

H.-R. Tränkler

Die Technik des digitalen Messens

Die Technik des digitalen Messens

von Dr.-Ing. Hans-Rolf Tränkler,
Wiss. Rat und Professor für Meßtechnik
an der Universität Dortmund

Mit 182 Bildern

R. Oldenbourg Verlag München Wien 1976

CIP-Kurztitelaufnahme der Deutschen Bibliothek

Tränkler , Hans-Rolf
Die Technik des digitalen Messens. – 1. Aufl. –
München, Wien : Oldenbourg, 1976.
ISBN 3-486-20171-9

© 1976 R. Oldenbourg Verlag GmbH, München

Das Werk ist urheberrechtlich geschützt. Die dadurch begründeten Rechte, insbesondere die der Übersetzung, des Nachdrucks, der Funksendung, der Wiedergabe auf photomechanischem oder ähnlichem Wege sowie der Speicherung und Auswertung in Datenverarbeitungsanlagen, bleiben auch bei auszugsweiser Verwertung vorbehalten. Werden mit schriftlicher Einwilligung des Verlages einzelne Vervielfältigungsstücke für gewerbliche Zwecke hergestellt, ist an den Verlag die nach § 54 Abs. 2 Urh.G. zu zahlende Vergütung zu entrichten, über deren Höhe der Verlag Auskunft gibt.

1. Auflage 1976

Gesamtherstellung: R. Oldenbourg Graphische Betriebe GmbH, München

ISBN 3-486-20171-9

Inhaltsverzeichnis

Geleitwort 9

Vorwort 11

Teil I Die Grundgedanken der digitalen Meßtechnik ... 13

1. Digitale Messung elektrischer und nichtelektrischer Größen 17

1.1 Aufgaben und Anwendungsgebiete von Prozeßrechnern 17

1.2 Abtastfehler bei Extrapolation nullter Ordnung 18

1.3 Gemeinsame Beurteilungskriterien für codierte digitale Signale und für Frequenzsignale 23

1.3.1 Rechnerkompatibilität 23
1.3.2 Abfragebereitschaft 23
1.3.3 Signalgenauigkeit 24
1.3.4 Telemetrie 25
1.3.5 Speicherung 26
1.3.6 Störbeeinflussung 26

1.4 Zuverlässigkeit und Übertragungsaufwand .. 27

1.4.1 Zuverlässigkeit und Redundanz 27
1.4.2 Übertragungsaufwand und Multiplex-Betrieb 30

1.5 Fehlerkorrigierende Codes für PCM-Übertragung 31

1.6 Frequenz-Digital-Umsetzung..... 33

1.7 Zusätzliche Beurteilungskriterien für Frequenzsignale 35

1.7.1 Integrierende Filterung von Frequenzsignalen 35
1.7.2 Datenvorverarbeitung mit Freqeunzsignalen 38
1.7.3 Weitere Eigenschaften von Frequenzsignalen 42

1.8 Linearisierung und Gleichtaktunterdrückung durch Anwendung des Differenzprinzips 43

Teil II Die Umsetzung elektrischer Signale 46

2. Digital-Analog-Umsetzer (DAU) 46

2.1 Funktionsprinzipien von Digital-Analog-Umsetzern 47
2.2 Parallele Digital-Analog-Umsetzer 48
2.2.1 Digital-Analog-Umsetzer mit Spannungssummierung 50
2.2.2 Digital-Analog-Umsetzer mit Stromsummierung 51
2.2.3 Digital-Analog-Umsetzer mit Widerstands-Kettenleiter 56
2.2.4 Digital-Analog-Umsetzer mit Wechselspannungsausgang 64
2.3 Serielle Digital-Analog-Umsetzer 66
2.3.1 Prinzip der seriellen Digital-Analog-Umsetzung 66
2.3.2 Digital-Analog-Umsetzer nach Shannon-Rack. 67
2.3.3 Digital-Analog-Umsetzer mit Abtast- und Haltekreisen 71
2.3.4 Zyklischer Digital-Analog-Umsetzer 75
2.3.5 Digital-Analog-Umsetzer mit Ladungshalbierung 78
2.4 Digital-Analog-Umsetzer mit Zwischengröße. 81
2.4.1 Prinzip der Umsetzung mit Zwischengröße .. 81
2.4.2 Impulsbreiten—Digital-Analog-Umsetzer ... 83
2.4.3 Impulsfrequenz—Digital-Analog-Umsetzer .. 86

3. Analog-Digital-Umsetzer (ADU) 90

3.1 Übertragungskennlinie und Funktionsprinzipien 91
3.2 Parallele Analog-Digital-Umsetzer (Simultanumsetzer) 93
3.3 Elektrische Inkrementalumsetzer 96
3.3.1 Inkrementalumsetzer mit Einrichtungszähler 96
3.3.2 Inkrementalumsetzer mit Zweirichtungszähler (Nachlaufumsetzer, Servoumsetzer) . 97
3.3.3 Inkrementalumsetzer mit Zähleraufteilung . 100
3.4 Serielle Analog-Digital-Umsetzer mit Taktsteuerung (Sukzessive Approximation, Stufenumsetzer) 102
3.4.1 Sukzessive Approximation mit parallelem DAU 102
3.4.2 Zyklischer Analog-Digital-Umsetzer mit einem Verstärker..... 107
3.4.3 Zyklischer Analog-Digital-Umsetzer mit zwei Verstärkern 114
3.4.4 Analog-Digital-Umsetzer mit Ladungshalbierung (Capcoder) 121
3.5 Serielle Analog-Digital-Umsetzer ohne Taktsteuerung (Sequentielle oder Laufzeit-Umsetzer) 129

3.5.1 Laufzeit-Umsetzer mit fester Vergleichsspannung 130
3.5.2 Laufzeit-Umsetzer mit variabler Vergleichsspannung 134
3.6 Seriell-Parallel — Analog-Digital-Umsetzer. 137
3.7 Analog-Digital-Umsetzer mit Zwischengrößen 140
3.7.1 Sägezahnumsetzer (Impulsbreiten-Umsetzer). 142
3.7.2 Spannungs-Frequenz-Umsetzer 146
3.7.3 Zweirampenumsetzer nach dem Impulsbreiten-Prinzip (dual slope) 150
3.7.4 Analog-Digital-Umsetzer mit magnetisch erzeugter Zwischengröße 159
3.7.5 Analog-Digital-Umsetzer mit mechanischer Zwischengröße 161

Teil III Die direkte digitale Erfassung nichtelektrischer Größen 165

4. Digitale Meßfühler und Meßverfahren für nichtelektrische Größen 165

4.1 Inkrementale Meßverfahren für mechanische Größen 165
4.1.1 Inkrementaler Längenmaßstab 166
4.1.2 Laser-Interferometer 168
4.2 Direkt digitale Verfahren mit codiertem Ausgangssignal 171
4.2.1 Codierte Längen- und Winkelmaßstäbe 171
4.2.2 Photoelastischer Effekt zur direkt digitalen Kraftmessung 175
4.2.3 Digitaler Längenmeßfühler auf magnetischer Basis 179
4.2.4 Synchro-Digital-Umsetzer zur Winkelmessung 180
4.3 Digitales Meßverfahren mit Zählcode-Ausgang 180
4.3.1 Digitale Meßverfahren über Ultraschall-Flüssigkeits-Standmessung 182
4.3.2 Digitaler Temperaturfühler mit Kaltleitern 184
4.4 Digitale Meßverfahren durch Kompensation der nichtelektrischen Größen 186
4.4.1 Kraftvergleichsverfahren zur digitalen Druckmessung 186
4.4.2 Kraftvergleichsverfahren zur digitalen Messung der Dichte von Flüssigkeiten 188
4.4.3 Digitales Druckmeßverfahren mit nichtelektrischer Kompensation 189
4.5 Digitale Meßverfahren auf der Basis von Impulszahl, Zeit oder Frequenz 190
4.5.1 Digitale Streckenbestimmung über Phasenmessung 191
4.5.2 Digitale Torsionswinkelmessung über Zeitbestimmung 194

4.5.3 Digitale Drehzahlmessung 196
4.5.4 Digitale Durchflußmessung über Impulsrate. 199
4.5.5 Digitale Durchflußmessung über Impulslaufzeit hier: Ultraschallmethode 201
4.5.6 Digitale Geschwindigkeitsbestimmung nach dem Doppler-Prinzip 203
4.6 Digitale Meßverfahren mit elektromechanischen Oszillatoren 204
4.6.1 Meßverfahren mit Schwingsaite 205
4.6.2 Meßverfahren mit schwingenden Röhren 214
4.6.3 Stabschwinger zur Kraft- und Druckmessung. 216
4.6.4 Meßverfahren mit schwingenden Platten 217
4.6.5 Temperaturmessung über akustische Resonanz 220
4.6.6 Andere elektromechanische Oszillatoren ... 223
4.7 Digitale Meßverfahren mit Quarzoszillatoren 226
4.7.1 Quarzthermometer 227
4.7.2 Schwingquarz als Druckmeßfühler 230
4.7.3 Schwingquarz zur Mikrowägung 233
4.7.4 Feuchtemessung mit Schwingquarz 234
4.8 Digitale Meßverfahren mit harmonischen Oszillatoren 234
4.8.1 Passive Widerstandsgeber in elektrischen Oszillatoren 235
4.8.2 Schwingungsbedingung harmonischer Oszillatoren 236
4.8.3 RC-Phasenschieber-Netzwerke 241
4.8.4 Anwendungsbeispiele für RC-Generatoren ... 254
4.8.5 Anwendungsbeispiele für LC-Oszillatoren .. 264
4.8.6 Induktionsloser LC-Oszillator mit Gyrator. 271
4.8.7 Lineare Oszillatoren mit 90°-Phasenschieber 275
4.9 Digitale Meßverfahren mit Relaxationsoszillatoren..... 277
4.9.1 Funktionsprinzip eines Relaxationsoszillators 278
4.9.2 Relaxationsoszillator mit Integrationsverstärker 280
4.9.3 Relaxationsoszillator mit Unijunction-Transistor 285
4.9.4 Astabiler Multivibrator mit MOS-Sensor ... 287
4.10 Weitere digitale Meßverfahren mit Frequenzausgang 289
4.10.1 Steuerung von Impulsraten über nukleare Strahlung 289
4.10.2 Meßfühler unter Anwendung der Kernresonanz 294
4.10.3 Frequenzumsetzer mit amplitudenanaloger Rückführung 299

Literaturverzeichnis 300

Stichwortverzeichnis 311

Geleitwort

Messen heißt, durch ein Experiment eine physikalische Größe nach Zahl und Einheit feststellen. Die heute dazu verwendeten Meßgeräte gehören noch meist zu denen, die analog arbeiten. Solche Anzeigegeräte bilden die zu messende Größe als Ausschlag eines Zeigers über einer Skale ab. Das Experiment mit dem Ziel, eine Zahl festzustellen, wird dann vom Meßgerät nicht ganz zu Ende geführt. Der letzte Schritt, das Ablesen und Formulieren der Zahl, bleibt dem Menschen überlassen. Daneben existieren Meßgeräte und Meßanlagen, die das Experiment vollständig selbsttätig durchführen. Sie liefern die gesuchte Zahl entweder in Ziffern oder als codierte Impulsfolge. Diese Digitaltechnik ist auch in der Meßtechnik in stürmischem Vormarsch. Die Technik des digitalen Messens umfassend darzustellen ist daher eine Aufgabe von besonderer Wichtigkeit und Aktualität.

Ich erinnere mich der bewegten Zeiten meiner ersten Berufsjahre, als die Erzeugung von Gas und Elektrizität sich mehr und mehr zusammenschloß und Verteilungsnetze entstanden, die sich heute über Länder und Kontinente erstrecken. Um den Einsatz der Kraftwerke und Gaserzeuger richtig steuern zu können, wurden zentrale Lastverteiler errichtet. Sie konnten ihre Aufgabe nur dann erfüllen, wenn sie jederzeit über die Meßwerte der Energieerzeugung verfügten. Im Hause Siemens wurden in jenen Jahren dafür zwei Fernmeßverfahren entwickelt, die "Dual-Fernmessung" und die "Impulsfrequenz-Fernmessung" Bei dem ersten Verfahren erfolgte die Übertragung der Meßwerte digital durch eine Folge benärcodierter Impulse, bei dem anderen Verfahren analog durch proportionale Frequenzen. Auch in der Telemetrie von heute sind dies die wichtigsten Verfahren geblieben. Daß sich die Frequenz als analoge Übertragungsgröße neben dem digitalen Pulscode behaupten konnte, ist darin begründet, daß Zeit und Frequenz sich unter allen analogen Größen dadurch auszeichnen, daß sie von Umweltgrößen grundsätzlich unabhängig sind. Auf einen zweiten Vorteil weist H.-R. Tränkler eindringlich hin, wenn er darlegt, daß die Frequenz unter den analogen Größen sich als besonders "digitalfreundlich" erweist. Es ist ein besonderer Vorteil dieses Buches, daß es sich nicht auf die orthodoxen Digitalverfahren beschränkt, sondern auch digitalfreundliche Analogverfahren einbezieht.

Durch neue und sich wandelnde Technologien vollzieht sich gegenwärtig in der Meßtechnik eine gewaltige Umwälzung. Die Technik der Meßgeräte, vor Jahren noch eine besondere Kunst der Feinwerktechnik, bedient sich nun der Halbleitertechnik. An die Stelle von Zeiger und Skale tritt zwangsläufig die Leuchtziffer. Den größten Sprung nach vorne bringen die integrierten Schaltungen. Mit ihnen gelingt es, logische Schaltkreise und Verstärkerschaltungen, die früher nur umständlich und auf großem Raum unterzubringen waren, nun mit geringstem Raumbedarf und - bei entsprechenden Stückzahlen - auch überaus preisgünstig zu fertigen.

Die Meßtechnik wandelt sich sehr rasch von der elektrischen zur elektronischen und von der analogen zur digitalen. H.-R. Tränkler weist nachdrücklich auf die Fortschritte hin, welche die Prozeßrechner in der Instrumentierung von Industrieanlagen bringen. Im Zeichen der Automatisierung wird man nicht nur das Ablesen der Instrumente und das Protokollführen dem Prozeßrechner anvertrauen, sondern ihm auch die Berechnung der günstigsten Werte der Betriebsvariablen, die automatische Führung der Herstellungsprozesse und die Gewährleistung der Anlagensicherheit übertragen. Um diese Aufgaben erfüllen zu können, muß der Rechner laufend über eine ungeheuere Menge von Meßdaten verfügen. Die Sprache des Prozeßrechners ist digital. Was ihm an meßtechnischen Informationen zugeführt werden muß, sollte deshalb zweckmäßig gleich in digitaler oder zumindest digitalfreundlicher Sprache gesagt werden.

Der projektierende Ingenieur, der die meßtechnische Peripherie des Prozeßrechners zu planen und festzulegen hat, steht vor einer überwältigenden Fülle neuer Entscheidungen. Er wird nur dann die bestmögliche Lösung erarbeiten können, wenn er über gediegenes Wissen darüber verfügt, welche Alternativen die digitale Meßtechnik für den Rechner bereithält und was man von ihnen zu erwarten hat. Der Verfasser dieses Buches hat hier nicht nur eine Darlegung seiner eigenen Arbeiten zur Schaffung digitaler und digitalfreundlicher Fühler gegeben, er hat weit darüber hinausgehend durch eine sehr vorurteilsfreie und vollständige Darlegung möglicher Alternativen die Hilfen bereitgestellt, die der Praktiker sucht. Ich habe das Werden dieses Werkes seit einigen Jahren mit wachsendem Interesse verfolgt und möchte meine Meinung nicht verschweigen, daß hier vom rechten Sachverständigen zur rechten Zeit das rechte Buch geschrieben worden ist.

L. Merz

Vorwort

Dieses Werk verbindet erstmalig die heute in der Prozeßmeßtechnik gegebenen Aufgabenstellungen. Einerseits müssen die vorwiegend nichtelektrischen Meßgrößen eines technischen Prozesses erfaßt werden, andererseits sollen in rechnerorientierten Instrumentierungssystemen digitale Meßsignale verfügbar sein.

Der wesentliche Unterschied zu Büchern ähnlichen Titels besteht deshalb in der systematischen Behandlung von Methoden und Prinzipien für die Digitalumsetzung elektrischer und für die direkte digitale Umsetzung nichtelektrischer Größen. Zum besseren Verständnis werden die hier dargebotenen Grundlagen durch eine Vielzahl von Realisierungsbeispielen ergänzt. Die Fortschritte auf dem Gebiet der modernen Halbleiter-Technologie, im besonderen die hohe mögliche Integrationsdichte von Schaltkreisen, ermöglichen erst den wirtschaftlichen Einsatz digitaler Meßverfahren, die im allgemeinen eine höhere Genauigkeit und eine geringere Störanfälligkeit garantieren. Der Zweck der Arbeit ist es, einen Teil der gegenwärtig möglichen Problemlösungen aufzuzeigen, aber auch Anregungen für die Entwicklung und Anwendung neuartiger Verfahren zu geben.

Das vorliegende Buch entstand aus einer Anregung meines hochverehrten Lehrers und früheren Chefs, Prof. Dr.-Ing. L. Merz, der mich frühzeitig auf die Bedeutung von Frequenzsignalen für die Digitalumsetzung nichtelektrischer Größen hingewiesen hat. Besonders dankbar bin ich auch Herrn Prof. Dr.-Ing. G. Schmidt, der die diesem Buch zugrunde liegenden Arbeiten gefördert und mir an der TU München die Leitung eines ähnlich gelagerten Forschungsvorhabens übertragen hat. Im Rahmen dieses vom BMFT über die GfK Karlsruhe geförderten Forschungsvorhabens konnte ich einen Teil der für das Entstehen dieses Buches notwendigen Entwicklungen durchführen. Als folgerichtige Ergänzung, im Hinblick auf mein gegenwärtiges Aufgabengebiet in der Abteilung Maschinenbau an der Universität Dortmund, enthält dieses Buch schließlich die für die Steuerung und Überprüfung von Werkzeugmaschinen notwendigen digitalen Längen- und Winkelmeßsysteme.

Sehr herzlich bedanken möchte ich mich bei allen, die ebenfalls am Zustandekommen dieses Buches mitgewirkt haben, also bei meinen früheren Kollegen und Mitarbeitern, bei Diplomanden und Studenten und nicht zuletzt beim R. Oldenbourg Verlag, dessen Mitarbeiter die für die Erstellung eines druckreifen Manuskripts notwendige Geduld und Mühe aufgebracht haben.

Ich glaube, daß dieses Buch den in Industrie und Hochschulen tätigen Ingenieure und Wissenschaftlern, aber auch den Studierenden von Nutzen sein wird, die eine Vertiefung Ihrer Ausbildung auf dem Gebiet der Meß- und Automatisierungstechnik anstreben.

Dortmund, im Januar 1976 H.-R. Tränkler

Teil I Die Grundgedanken der digitalen Meßtechnik

Die Instrumentierung technischer Prozesse wird bis heute fast ausschließlich mit analogen Mitteln durchgeführt, da die Wirtschaftlichkeit einer digitalen Technik im allgemeinen nicht gegeben war. Durch die fortschreitende Verbilligung digitaler Schaltkreise wurde es schließlich möglich, Digitalrechner, zuerst nur im off-line Betrieb, später auch im on-line Betrieb, für die Prozeßlenkung einzusetzen, um damit den Prozeß effektiver zu gestalten.

Im derzeitigen Übergangsstadium erfolgt die Prozeßkopplung zwischen den meist analogen Meß- und Stellgrößen über Analog-Digital-Umsetzer am Eingang und über Digital-Analog-Umsetzer am Ausgang des Prozeßrechners. Die Vorteile der Prozeßlenkung mit Prozeßrechnern können damit zwar genutzt werden, die volle Wirtschaftlichkeit ist jedoch erst dann gegeben, wenn

a) die Zuverlässigkeit durch geeignete Maßnahmen gewährleistet ist und

b) alle anderen Vorteile einer digitalen oder digitalfreundlichen Datenerfassung und Datenübertragung auch in Anspruch genommen werden.

Erst wenn auf der Eingabeseite alle physikalischen Meßwerte bereits am Meßort digital oder digitalfreundlich erfaßt und in dieser Form übertragen werden, kommt die Überlegenheit dieser neuartigen Technik voll zum tragen. Die Hauptvorteile sind

a) Rechnerkompatibilität auf Grund der Signalstruktur,

b) kein Genauigkeitsverlust bei der Erfassung, Übertragung, Speicherung und bei der Abfrage,

c) keine Störbeeinflussung bei der Übertragung, da der Amplitudenwert keine Information trägt.

Die analogen Meßfühler und Meßumformer, die an ihrem Ausgang ein amplitudenproportionales Signal abgeben, müssen also durch geeignete digitale Meßfühler und Meßumformer ersetzt werden; damit entfällt bei der Messung nichtelektrischer Größen auch der bisher zentral ausgeführte Analog-Digital-Umsetzer.

Nach dem heutigen Stand der Technik existieren nur einige wenige Prinzipien, die eine digitale Messung nichtelektrischer Größen gestatten und ohne weitere Maßnahmen ein codiertes Ausgangssignal liefern. Es gehören dazu die codierten Längen- und Winkelmaßstäbe (-codierer), die in der Fertigungstechnik bereits fest eingeführt sind.

Bei allen anderen digitalen Meßfühlern und Meßverfahren für nichtelektrische Größen ergibt sich ein codiertes digitales Ausgangssignal erst durch Impulszählung einer Zwischengröße. Zu diesen Meßverfahren auf der Basis der Impulszählung gehören z.B. die inkrementalen Längen- und Winkelmaßstäbe, vorwiegend aber auch die größere Gruppe der Meßwertumsetzer nach dem Frequenzprinzip, die im Kapitel über "Digitale Meßfühler und Meßverfahren für nichtelektrische Größen" ausführlich dargestellt sind.

Ein Frequenzsignal besitzt bereits alle wesentlichen Vorteile digitaler Signale, obwohl es wegen seiner Stetigkeit eindeutig als analoges Signal aufzufassen ist. Mit den Mitteln der digitalen Frequenzmessung lassen sich praktisch ohne Genauigkeitsverlust codier-

te digitale Signale gewinnen; die dazu erforderlichen Normalfrequenzen höchster Konstanz (besser als 10^{-9} pro Woche) lassen sich mit Hilfe von temperaturgeregelten Quarzoszillatoren realisieren. Der bei der Frequenz-Digital-Umsetzung erreichbare Quantisierungsfehler F_q ist der Meßzeit t umgekehrt proportional und beträgt $F_q = (f \cdot t)^{-1}$.

Alle wesentlichen Vorteile, die sich bei der Verwendung von Frequenzsignalen zur Meßwerterfassung, -übertragung und -vorverarbeitung ergeben, werden noch ausführlich diskutiert und die daraus resultierende Überlegenheit gegenüber amplitudenproportionalen Signalen aufgezeigt. Vom Standpunkt der Evolutionstechnik aus möge jedoch das Ergebnis der Zufallsstrategie - angewendet auf die Datenerfassung und -übertragung im menschlichen Körper - bereits als Beweis für die Überlegenheit von Frequenzsignalen dienen.

Die im menschlichen Körper zur Datenerfassung eingesetzten Sinneszellen oder Rezeptoren reagieren nämlich auf eine bestimmte Reizintensität durch eine eindeutig davon abhängige Impulsfrequenz der zugeordneten Nervenfasern. Diese Nervenfasern sind in größerer Anzahl zu Bündeln vereinigt und bilden die Ausläufer von Nervenzellen (Neuronen). Die Nachrichtenübertragung in diesen Nervenzellen erfolgt dabei ebenfalls über Frequenzsignale. Dadurch wird die Datenübertragung in den einzelnen Neuronen vor einer Störbeeinflussung z.B. durch Stoffwechselschwankungen geschützt.

Geht man nun davon aus, daß während der Entwicklung des komplizierten Systems "Mensch" nebeneinander auch andere Signalstrukturen zur Datenerfassung und -übertragung bestanden haben, so liegt wohl der Schluß nahe, daß sich schließlich die Frequenz als Datenträger als zweckmäßig erwiesen hat. Es sind wohl auch hier ähnli-

che Kriterien für die Zweckmäßigkeit anzusetzen wie bei technischen Systemen, nämlich z.B. die geringe Störbeeinflussung, die Datenstruktur bei der Datenverarbeitung, vielleicht auch die mögliche hohe Genauigkeit.

Die große Bedeutung, die im Zusammenhang mit Prozeßrechnern einer rechnerangepaßten Meßtechnik beigemessen wird, kommt auch in den vom BMFT geförderten Forschungsvorhaben der Bundesregierung zum Ausdruck. Im Rahmen des Projektes PDV (Prozeßlenkung mit Datenverarbeitungsanlagen) werden Vorhaben gefördert, die sich u.a. mit der digitalfreundlichen Meßwerterfassung und -übertragung befassen.

Das vorliegende Werk beschreibt im ersten Kapitel die Eigenschaften und Möglichkeiten bei der Verwendung digitaler und digitalfreundlicher Signale. Die Umsetzung elektrischer Meßgrößen in digitale Signale und umgekehrt wird in den Kapiteln 2 und 3 über Analog-Digital-Umsetzer und Digital-Analog-Umsetzer behandelt. Digital-Analog-Umsetzer erfüllen ihren wörtlichen Sinn auf der Rechnerausgabeseite, können aber vom Standpunkt der Meßwerterfassung als wesentliche Bausteine von Analog-Digital-Umsetzern angesehen werden und sind deshalb ebenfalls ausführlich dargestellt. Eine Analyse der verschiedenen Prinzipien der elektrischen Analog-Digital-Umsetzer ist deshalb von Interesse, weil daraus ersichtlich wird, wie weit diese unter verschärften Umgebungsbedingungen am Meßort (z.B. erhöhter Temperaturbereich) eingesetzt werden können.

Im Vordergrund steht das Kapitel 4 über "Digitale Meßfühler und Meßverfahren für nichtelektrische Größen", das erkennen läßt, daß es auf der Meßseite bei entsprechendem Know-How und fortschrittlicher Technologie durchaus möglich ist, ganze Anlagen digitalfreundlich und damit rechnerangepaßt zu instrumentieren.

1. Digitale Messung elektrischer und nichtelektrischer Größen

Im Zusammenhang mit der digitalen Meßwerterfassung für die Prozeßlenkung mit Prozeßrechnern interessieren eine Reihe wesentlicher Gesichtspunkte, die die Probleme und Eigenschaften digitaler Meßsignale aufzeigen und schließlich eine Beurteilung ermöglichen.

1.1 Aufgaben und Anwendungsgebiete von Prozeßrechnern [3]

Prozeßrechner gehören zu einer speziellen Gruppe von Digitalrechnern, die über Meßglieder und Stellgeräte direkt mit einem Prozeß gekoppelt sind und alle Prozeßdaten im Echtzeitbetrieb verarbeiten. Zu den Aufgaben eines Prozeßrechners gehören bei den verschiedenen Anwendungen die Erfassung, Umformung, Überwachung, Anzeige und Protokollierung von Prozeßdaten. Höherwertige Aufgaben stellen Steuerung, Regelung und Optimierung von Prozessen dar.

Es existieren vier wesentliche Anwendungsgebiete für Prozeßrechner.

Bei den verfahrenstechnischen Prozessen werden Güter kontinuierlich oder chargenweise erzeugt. Aufgaben und Lösungswege werden vorwiegend durch physikalische und chemische Vorgänge bestimmt. Typische Industriezweige sind die Chemische Industrie, Erdölindustrie, Hüttenindustrie, Energieerzeugung, Papierindustrie und Zementwerke.

Bei den Fertigungsprozessen werden Güter einzeln erzeugt. Aufgaben und Lösungswege sind vorwiegend durch die mechanische Bearbeitung und Disposition bestimmt. Typische Industrien sind der Maschinenbau - im beson-

deren die Automobilindustrie - und die Elektroindustrie.

Bei den Verteilungsprozessen werden Objekte verteilt und gegebenenfalls gelagert. Aufgaben und Lösungswege werden vorwiegend durch Objektverfolgung, Disposition und Abrechnung bestimmt. Typische Prozesse sind Lagerhaltung und Versand, Energieverteilung, Verkehr und Nachrichtenvermittlung.

Bei den Meß- und Prüfprozessen (check-out-systems) wird ein Objekt untersucht. Aufgaben und Lösungswege werden vorwiegend durch Gewinnung von Informationen über Eigenschaften und Funktion des Objekts bestimmt. Typische Prozesse sind Prüffeldtests, Erprobungen und Experimente im Zusammenhang mit kernphysikalischen oder chemischen Anlagen sowie Erprobungen im Bereich der Luft- und Raumfahrttechnik. Aus dem medizinischen Bereich kann schließlich die Computerdiagnose zu den Meß- und Prüfprozessen gerechnet werden.

Bei allen diesen Anwendungsgebieten für Prozeßrechner ergeben sich durch eine digitale oder digitalfreundliche Meßwerterfassung entscheidende Vorteile für die Prozeßführung.

1.2 Abtastfehler bei Extrapolation nullter Ordnung [4, 5]

Auf Grund der zeitmultiplexen Verarbeitung von Prozeßdaten in Prozeßrechnern erfolgt die zyklische Abtastung der verschiedenen Meßwerte mit einer Abtastfrequenz f_o bzw. einer Abtastperiode T_o, die an das Zeitverhalten der einzelnen Meßwerte angepaßt sein muß. Nach dem Shannonschen Abtasttheorem kann der Verlauf eines Meßwertes zwar theoretisch ohne Informationsverlust erhalten werden, wenn die Abtastfrequenz f_o mindestens

doppelt so groß ist wie die höchste im Meßsignal enthaltene Frequenz f_m. Es ist dabei jedoch vorausgesetzt, daß die abgetastete Funktion über einen idealen Tiefpaß geführt wird, dessen Amplitudengang bis zur Frequenz $f_o/2$ konstant und darüber gleich Null ist. Die Verwendung eines möglichst idealen Tiefpasses beeinflußt aber die Stabilität rückgeführter Systeme wegen der daraus resultierenden vergrößerten Laufzeiten in ungünstiger Weise.

In jedem Fall ergeben sich nun aber bei der Verwendung realer Netzwerke Abtastfehler F_{rel}, die von der Abtastfrequenz f_o und der Signalfrequenz f abhängen. Bei fester Abtastfrequenz wird der Abtastfehler für die höchste im Meßsignal enthaltene Frequenz $f = f_m$ maximal.

Im Zusammenhang mit der Prozeßdatenverarbeitung wird nun häufig zur Überbrückung der Abtastpausen ein Glättungsnetzwerk verwendet, das als einfacher Haltekreis in Form eines digitalen Speichers aufgebaut ist. Die Vorhersage des Verlaufes des Meßwertes geschieht dabei in der Weise, daß der vorher abgetastete Wert beibehalten wird; man spricht dann von einer Extrapolation nullter Ordnung. Am Ausgang des Speichers ergibt sich damit der in Bild 1 angegebene Signalverlauf $x_a(t)$.

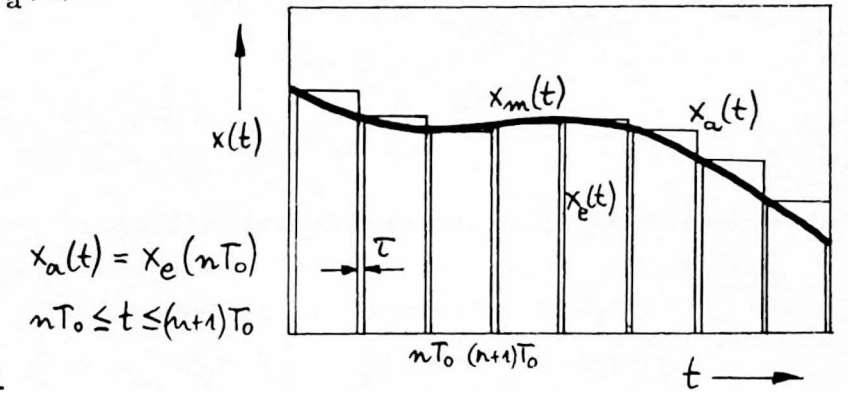


Bild 1

Der bei einer Abtastfrequenz f_o und einer Signalfrequenz f_m sich ergebende Abtastfehler F_{rel} kann nach Bild 2 über den Amplitudengang des Haltekreises berechnet werden.

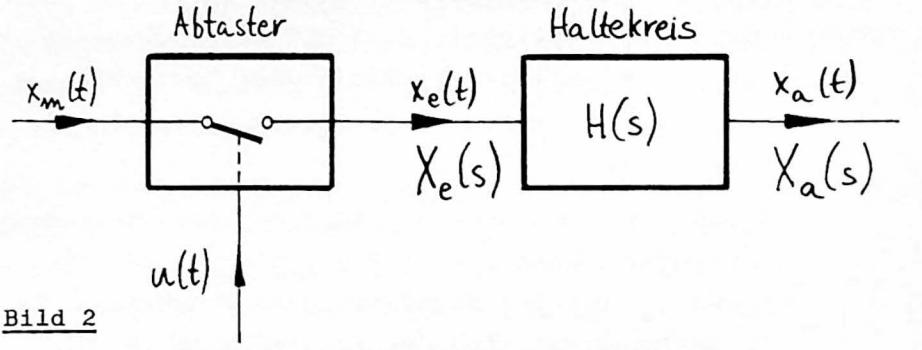


Bild 2

Zu diesem Zweck muß die Übertragungsfunktion H(s) des Haltekreises aus dem Quotienten der Laplace-Transformierten von Ausgangsgröße $X_a(s)$ und Eingangsgröße $X_e(s)$ berechnet werden. Für $X_e(s)$ ergibt sich bei einer Abtastdauer τ

$$X_e(s) = \tau \sum_{n=0}^{\infty} x_e(nT_o)\, e^{-snT_o}.$$

Die Laplace-Transformierte $X_a(s)$ errechnet sich zu

$$X_a(s) = \sum_{n=0}^{\infty} \int_{nT_o}^{(n+1)T_o} x_e(nT_o)\, e^{-st}\, dt =$$

$$= \frac{1 - e^{-sT_o}}{s} \sum_{n=0}^{\infty} x_e(nT_o)\, e^{-snT_o}.$$

Daher lautet die Übertragungsfunktion H(s)

$$H(s) = \frac{X_a(s)}{X_e(s)} = \frac{1 - e^{-sT_o}}{\tau s}.$$

Der Frequenzgang $H(j\omega)$ ergibt sich zu

$$H(j\omega) = \frac{T_o}{\tau} \; \frac{\sin(\omega T_o/2)}{\omega T_o/2} \cdot e^{-j\omega T_o/2} .$$

Der Frequenzgang $H(j\omega)$ beinhaltet den Amplitudengang $H(\omega)$ und den Phasengang $\varphi_H(\omega)$ gemäß

$$H(j\omega) = H(\omega) \cdot e^{j\,\varphi_H(\omega)} .$$

Amplitudengang $H(\omega)$ und Phasengang $\varphi_H(\omega)$ betragen also

$$H(\omega) = \frac{T_o}{\tau} \; \frac{\sin(\omega T_o/2)}{\omega T_o/2} , \qquad \varphi_H(\omega) = - \omega T_o/2 .$$

Der Phasengang des Haltekreises verläuft linear, die Laufzeit ist also konstant und beträgt $T_o/2$.

Über den Amplitudengang läßt sich aus der Funktion $si(\omega T_o/2)$ der relative Abtastfehler F_{rel} als Funktion der Abtastfrequenz $f_o = 1/T_o$ und der höchsten Meßfrequenz $f = \omega/2\pi = f_m$ bestimmen.

$$F_{rel} = \frac{\sin(\omega T_o/2)}{\omega T_o/2} - 1 = \frac{\sin(\pi f_m/f_o)}{\pi f_m/f_o} - 1 =$$

$$= si\,(\pi f_m/f_o) - 1 .$$

Nach Reihenentwicklung ergibt sich für den Abtastfehler

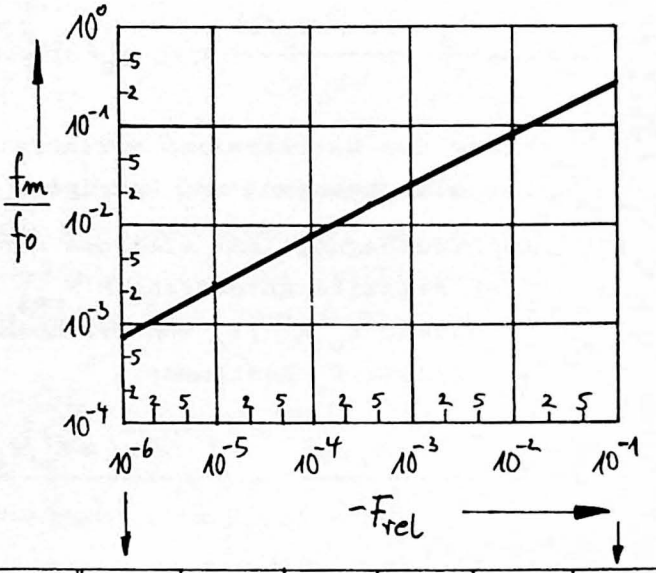
$$F_{rel} = - \frac{(\pi f_m/f_o)^2}{3\,!} + \frac{(\pi f_m/f_o)^4}{5\,!} - \ldots .$$

Solange dieser Fehler klein bleibt, genügt zur Berechnung das erste Glied dieser Reihenentwicklung. Die höchste im Meßsignal enthaltene Frequenz f_m be-

rechnet sich als Funktion der Abtastfrequenz f_o bei einem zulässigen Fehler von F_{rel} zu

$$f_m/f_o = \frac{1}{\pi} \sqrt{-6\, F_{rel}} \,.$$

Das Frequenzverhältnis von höchster enthaltener Meßfrequenz zur Abtastfrequenz ist in Bild 3 abhängig vom zulässigen Abtastfehler F_{rel} aufgetragen.



f_m/f_o	$7{,}8\cdot10^{-4}$	$2{,}47\cdot10^{-3}$	$7{,}8\cdot10^{-3}$	$2{,}47\cdot10^{-2}$	$7{,}8\cdot10^{-2}$	$2{,}47\cdot10^{-1}$

Bild 3

Man kann erkennen, daß die höchste Signalfrequenz f_m bei einem zulässigen Abtastfehler von 10^{-4} nur 0,78 % der Abtastfrequenz beträgt. Werden jedoch Fehler von 10^{-2} zugelassen, dann liegt die höchste zulässige Signalfrequenz um den Faktor 10 höher, nämlich bei 7,8 % der Abtastfrequenz.

1.3 Gemeinsame Beurteilungskriterien für codierte digitale Signale und für Frequenzsignale

1.3.1 Rechnerkompatibilität

Der wesentliche und für die Einführung von digitalen Signalen schon bei der Meßwerterfassung wohl ausschlaggebende Gesichtspunkt besteht in der Kompatibilität der Meßsignale mit der vom Prozeßrechner geforderten digitalen Signalstruktur. In der derzeit üblichen Technik mit zentralem Analog-Digital-Umsetzer muß ja die Umsetzung in digitale Signale vor der Eingabe in den Rechner doch stattfinden. Es werden dabei jedoch wegen des Multiplex-Betriebes an die Umsetzgeschwindigkeiten höchste Anforderungen gestellt. Der daraus resultierende Flaschenhals wirkt sich außerdem ungünstig auf die Zuverlässigkeit aus.

1.3.2 Abfragebereitschaft

Zur Verarbeitung der Signale mit dem Prozeßrechner müssen die erfaßten Meßdaten ständig zur Abfrage bereit oder in geeigneter Weise mit dem Rechnertakt für die Abfrage von Eingabedaten synchronisiert sein. Für einen on-line Betrieb müssen diese Forderungen unbedingt erfüllt sein, da sonst eine Datenverarbeitung in Echtzeit unmöglich wäre.

Zur Sicherstellung der Abfragebereitschaft können Pufferspeicher am Eingang des Prozeßrechners dienen. Eine bit-parallele Datenübertragung kommt wegen des damit verbundenen Leitungsaufwands für Großanlagen kaum in Betracht, allenfalls nur als Ringleitung mit entsprechender Adressierung.

Die Datenübernahme in diesen Pufferspeicher wird durch entsprechende Befehlssignale gesteuert. Diese Über-

nahme eines Meßwertes kann erst dann erfolgen, wenn der zugehörige Meßwertaufnehmer bereit ist (ready-signal) und das Übernahmesignal (flag-signal, fire-signal) dazu auffordert. Im Falle von Meßfühlern mit Frequenzausgang ist die Bereitschaft erst nach Ablauf der Torzeit gegeben. Bei der seriellen Übertragung von digitalen codierten Meßwerten müssen alle Stellen des Signals in ein Schieberegister eingelaufen sein.

1.3.3 Signalgenauigkeit

Digitale Signale sind genauso wie die digitalfreundlichen Frequenzsignale störunempfindlich und können deshalb auch ohne Genauigkeitsverlust übertragen, gespeichert und abgefragt werden. Dieser bedeutende Vorteil ergibt sich dadurch, daß in beiden Fällen nicht die Amplitude meßwertbestimmend ist und deshalb Einflüsse auf die Signalamplitude keinen Einfluß auf die Signalgenauigkeit haben.

Eine genaue Meßwerterfassung mit digitalen Signalen oder Frequenzsignalen wird dadurch möglich, daß sich Frequenz- und Längennormale mit wesentlich höherer Genauigkeit herstellen lassen als z.B. Spannungs- oder Widerstandsnormale. Im Falle von Frequenzsignalen ergibt sich auf Grund höchststabiler Referenzfrequenzen bei der Frequenz-Digital-Umsetzung eine extrem hohe Umsetzungsgenauigkeit. Das Auflösungsvermögen steigt mit der Torzeit und findet eine sinnvolle Grenze durch den gewöhnlich überwiegenden Fehler bei der Umsetzung am Meßort in ein Frequenzsignal.

Die Umgebungsbedingungen am Meßort sind doch meist wenig konstant und wirken sich ungünstig auf die resultierende Meßgenauigkeit aus. Im besonderen ist mit Einflüssen der Temperatur und mit mechanischen Erschütterungen zu rechnen. Man bemüht sich deshalb

mit geeigneten Konstruktionen und Meßverfahren, diese Einflüsse so gering wie möglich zu halten.

Sobald aber das digitale Signal oder ein Frequenzsignal zur Verfügung steht, ist die Übertragung, Speicherung oder Abfrage ohne Genauigkeitsverlust möglich.

1.3.4 Telemetrie [6 - 9]

Für die Signalübertragung über Telemetriekanäle kommen aus den genannten Gründen nur Modulationsarten in Betracht, die die volle Signalgenauigkeit erhalten. Dies ist bei allen Arten von Frequenzmodulation (FM und PFM), bei der Pulsdauermodulation (PDM) und natürlich erst recht bei der Pulscodemodulation (PCM) gegeben. Die für Telemetriezwecke notwendigen Umsetzer entfallen, wenn die Meßsignale bereits in geeigneter Struktur vorliegen, und es werden deshalb auch zusätzliche Fehler vermieden.

Bei der FM/FM-Telemetrie werden mehrere meßwerttragende Frequenzsignale im Frequenzmultiplex-Verfahren einem Hauptträger aufmoduliert. Bei der PCM-Telemetrie liegt zeitmultiplexer Betrieb vor. Man verwendet sie hauptsächlich über größte Entfernungen wegen der Möglichkeiten der Fehlerkorrektur.

Sowohl FM/FM als auch PCM werden in der Luft- und Raumfahrt in starkem Maße angewendet. Die Notwendigkeit der Telemetrie ist jedoch auch in anderen Zweigen gegeben, zum Beispiel zur Fernübertragung der elektrischen Leistung von Kraftwerken, zur Durchfluß- und Druckregelung in der Erdölindustrie und auch in der Meeresforschung. Schließlich sei noch auf Telemetrieanwendungen in der Elektromedizin und bei der Übertragung von Meßwerten von rotierenden Wellen oder Bauteilen hingewiesen. In allen Fällen tritt bei der

Verwendung von digitalen Signalen und Frequenzsignalen kein Genauigkeitsverlust bei der Fernübertragung auf.

1.3.5 Speicherung

Bei der Einspeicherung und der Abfrage amplitudenproportionaler Meßwerte in kapazitive Speicher oder auf Magnetband werden die Meßsignale verfälscht. Ohne eine Verminderung der Genauigkeit können digitale Daten auf Magnetband oder in Kernspeicher übertragen und von diesen abgefragt werden.

Auch die Speicherung von Frequenzsignalen auf Magnetbandgeräte ist ohne Fehlereinflüsse möglich, wenn die Bandgeschwindigkeit bei der Einspeicherung und bei der Abfrage übereinstimmt. So werden heute analoge Bandgeräte angeboten, die in Mehrkanalausführung die amplitudenproportionalen Meßwerte zuerst am Eingang in Frequenzsignale umsetzen und dann am Ausgang die Frequenzsignale wieder in Amplitudensignale umwandeln. Bei der Verwendung von Meßfühlern mit Frequenzsignalen entfallen diese Umsetzer am Ein- und Ausgang eines Magnetbandgerätes.

1.3.6 Störbeeinflussung

Digitale Signale und Frequenzsignale können durch überlagerte Störspannungen oder bei vorhandenem Rauschen kaum verfälscht werden. Wie in Bild 4 dargestellt, wird zur Regenerierung eines gestörten Signals lediglich ein Schwellwertschalter benötigt, dessen Ausgangssignal die ursprüngliche Information über den Meßwert unverfälscht beinhaltet.

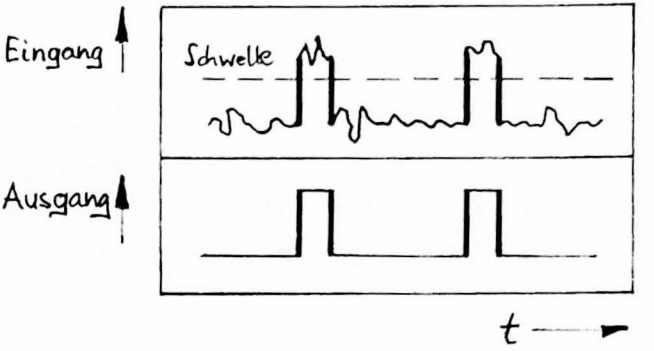


Bild 4

In ähnlicher Weise unterliegen auch Frequenzsignale keinen Störungen, wenn zur Regenerierung mit Hilfe einer Impulsformerstufe steile Anstiegs- und Abfallflanken geschaffen werden.

1.4 Zuverlässigkeit und Übertragungsaufwand [10]

1.4.1 Zuverlässigkeit und Redundanz

Die Zuverlässigkeit bei der Erfassung, Übertragung oder Verarbeitung von Meßsignalen kann durch fehlersichere Signalform, durch selbstüberwachende oder selbstprüfende Schaltungen oder durch die redundante Struktur der verschiedenen Übertragungsglieder wesentlich erhöht werden. So müssen auch bei der Verwendung von digitalen Signalen Maßnahmen zur Fehlererkennung gegeben sein, damit anschließend eine Fehlerkorrektur stattfinden kann. In jedem Fall wird die erhöhte Zuverlässigkeit durch einen Aufwand erkauft, der sich in einer redundanten Signalform oder in einer redundanten Systemstruktur ausdrückt.

Bei codierten digitalen Signalen kann eine Selbstprüfung auf Übertragungsfehler dadurch geschehen, daß dem Meßsignal ein parity-bit hinzugefügt wird und damit

die Summe aller Stellen immer gerade oder immer ungerade wird.

Wegen Schwierigkeiten beim Übergang zwischen zwei benachbarten codierten Signalwerten werden z.B. bei Winkelcodierern gerne einschrittige Codes, z.B. der Gray-Code, bevorzugt, da bei diesen Codearten das Signal immer nur in einer Stelle verändert wird und deshalb größere Fehler in den Übergangszonen vermieden werden können. Für Rechenzwecke sind diese Codes dann aber wenig geeignet, so daß zusätzlich Codeumsetzer benötigt werden.

Bei der Verwendung von Frequenzsignalen ist bereits dadurch eine gewisse Redundanz gegeben, daß eigentlich nur die Zeitpunkte des Ablaufs der verschiedenen Perioden für die Auswertung bekannt zu sein brauchen. Jede weitere im Signal enthaltene Information, z.B. die Amplitude oder die Signalsteigung in bestimmten Punkten, ist prinzipiell überflüssig und daher nicht notwendig. Daraus ergibt sich die Möglichkeit, diese redundanten Informationen zur Fehlererkennung einzusetzen.

Eine Ausfallerkennung ist bei Frequenzsignalen durch das life-zero-Prinzip zu erreichen. Dem Meßbereichsanfang wird also nicht die Frequenz Null, sondern eine bestimmte Anfangsfrequenz zugeordnet, ähnlich wie bei den amplitudenproportionalen Systemen die Ausgangsströme der Meßumformer zwischen 4 und 20 mA liegen. Wird nun bei Ausfall des Meßfühlers oder Meßumformers die Anfangsfrequenz unterschritten, so wird auf Ausfall erkannt und es können Maßnahmen zur Beseitigung eingeleitet werden.

Durch den Gesichtspunkt der Zuverlässigkeit ist ein weiteres wesentliches Argument für die digitale oder digitalfreundliche Erfassung und Übertragung von Meß-

werten gegeben. In der gegenwärtigen Technik der Meßwerterfassung für Prozeßrechneranwendungen werden ja die einzelnen amplitudenproportionalen Meßwerte von einem zentralen analogen Meßstellenumschalter (Multiplexer) zeitlich nacheinander (zeitmultiplex) abgetastet und einem Analog-Digital-Umsetzer zugeführt. Am Ausgang dieses Analog-Digital-Umsetzers erfolgt dann in irgendeiner Form eine Serien-Parallel-Umsetzung der verschiedenen Meßwerte. Sowohl der analoge Multiplexer am Eingang als auch der Analog-Digital-Umsetzer als auch das Netzwerk zur Auskopplung der digitalen Signale sind gewöhnlich nur einfach ausgeführt. Beim Ausfall eines dieser drei Glieder ergibt sich sofort Gesamtausfall aller erfaßten Meßwerte und eine Prozeßführung ist dann unmöglich.

Bei der Verwendung digitaler Signale oder von Frequenzsignalen bieten sich zur Überwindung dieser Schwierigkeit zwei Wege an. Entweder werden alle digital erfaßten Meßwerte voll parallel zum Prozeßrechner geführt, so daß beim Ausfall eines Meßwertes nicht bereits die ganze Anlage außer Betrieb gesetzt wird, oder es wird der durch ein Multiplex-Verfahren (z.B. Frequenzmultiplex) gebildete Flaschenhals so ausgeführt, daß beim Ausfall eines der gemeinsamen Übertragungsglieder die Funktion von einem parallel geführten Reserveglied übernommen wird. Man spricht dann von struktureller Redundanz.

Beim Vergleich mit amplitudenproportionaler Meßwerterfassung und -übertragung kommen noch weitere Gesichtspunkte zum tragen. So ist aus Sicherheitsgründen eine galvanische Trennung des Meßsignals vor der Übertragung notwendig. Bei der Verwendung von digitalen Signalen ist diese Trennung durch einen einfachen Übertrager möglich, während bei amplitudenproportionalen Signalen

ein komplizierter Gleichstrom-Übertrager eingesetzt werden muß. Außerdem werden bei der digitalen Meßwerterfassung keine analogen Verstärker (meist Gleichspannungsverstärker) benötigt, die in ihrem Aufbau vergleichsweise kompliziert sind und außerdem Driftprobleme mit sich bringen. Alle diese genannten Glieder entfallen beim Einsatz digitaler Meßfühler und Meßverfahren, so daß bereits dadurch die Betriebssicherheit und Zuverlässigkeit erhöht wird.

1.4.2 Übertragungsaufwand und Multiplex-Betrieb

Für die Prozeßlenkung mit Prozeßrechnern ist es notwenig, daß die anfallenden Meßdaten mit genügender Geschwindigkeit (on-line-Betrieb) verarbeitet werden, damit rechtzeitig die nötigen Stellbefehle gegeben werden können. Außerdem ist man aber auch auf Übertragungseinrichtungen angewiesen, die eine ausreichend schnelle Meßwertübertragung gewährleisten.

Für die Übertragung digitaler Signale genügt im einfachsten Fall eine einzige Leitung, über die die verschiedenen Meßwerte bit-seriell und wort-seriell übertragen werden. Es muß dann natürlich eine Adressierung stattfinden, damit die entsprechenden Kanäle einander wieder richtig zugeordnet werden können. Ähnlich liegen die Verhältnisse bei der bit-parallelen und wort-seriellen Übertragung, die sich z.B. über eine Ringleitung verwirklichen läßt. Denkbar ist schließlich auch eine bit-serielle und wort-parallele Übertragung. In den beiden letztgenannten Fällen werden für die Meßwertübertragung einmal so viele Leitungen benötigt, wie Stellen den Meßwert beschreiben, zum anderen müssen genauso viele Leitungen vorhanden sein, wie Meßwerte übertragen werden. Der vergrößerte Aufwand bewirkt natürlich bei jeder dieser Ausführungs-

formen einen vergrößerten Datenfluß und damit eine geringere Übertragungszeit für die gleiche Datenmenge. Eine andere Möglichkeit zur Verkürzung der Übertragungszeit besteht in der Ausnutzung der vergrößerten Bandbreite eines Nachrichtenkanals. Die übertragene Datenmenge ist also der Bandbreite, der Übertragungszeit und der Anzahl der Übertragungsleitungen proportional.

Für die Übertragung von Frequenzsignalen bieten sich zwei Möglichkeiten an. Setzt man voraus, daß die Frequenzsignale im Bereich des Frequenzbandes von Telefoniekanälen liegen, also etwa zwischen 400 und 3000 Hz, so ist die Übertragung von n Meßwerten über n Telefoniekanäle möglich. Die Meßsignale können dann entweder im Frequenzmultiplexverfahren über vorhandene Trägerfrequenzeinrichtungen übertragen werden oder man verwendet für jedes Signal eine eigene Telefonleitung, die dann als ungeschirmte Zweidrahtleitung ausgeführt werden kann.

1.5 Fehlerkorrigierende Codes für PCM-Übertragung [11, 12, 13]

Bei der Verwendung codierter Signale zur Datenübertragung ist mit Hilfe von redundanten Codes eine Verringerung der Restfehlerrate möglich. Man unterscheidet fehlererkennende und fehlerkorrigierende Codes. Fehlererkennende Codes melden das Vorhandensein von Fehlern, die auf der Übertragungsstrecke entstanden sind. Fehlerkorrigierende Codes liefern zusätzlich ein Korrektursignal.

Das Grundprinzip für fehlererkennende und fehlerkorrigierende Codes ist einfach. Die Zahl der zulässigen und damit als richtig erkannten Codesymbol-Kombinationen muß kleiner als die maximal mögliche Anzahl ge-

wählt werden. Die Reduktion der erlaubten Kombinationen muß dabei in einer Weise erfolgen, daß beim Auftreten bestimmter Übertragungsfehler das verfälschte Wort nicht etwa als ein anderes erlaubtes Wort erscheinen kann. Wenn nun ein verfälschtes Wort erscheint, so wird es bei fehlererkennenden Codes zurückgewiesen und bei fehlerkorrigierenden Codes korrigiert.

Da durch Addition einer Binärstelle zu einem Wort die Anzahl der möglichen Kombinationen verdoppelt wird, ist bei einem einfachen Fehler eine sichere Fehlererkennung möglich. Dieses Verfahren wird beim Parity-check angewendet; die Zusatzstelle wird dabei so gewählt, daß die Quersumme immer ungerade oder immer gerade wird.

Für eine Fehlerkorrektur müssen Codes so gestaltet sein, daß die zulässigen Kombinationen weiter verringert sind. Wie sich zeigen läßt, sind zur selbstkorrigierenden Darstellung von nur zwei Wörtern (000 und 111) drei Stellen notwendig, wenn nur einfache Fehler korrigiert werden sollen. Dabei ist nicht gleichgültig, welche beiden Wörter als zulässig angesehen werden. Hätte man nämlich 000 und 001 als zulässig festgelegt, so wäre eine sichere Fehlerkorrektur unmöglich.

Der notwendige Aufwand zur Fehlerkorrektur einfacher Fehler wurde von Hamming beschrieben. Tragen in einem Wort m Binärstellen die Information, so sind k Prüfschritte erforderlich und es ergibt sich damit ein insgesamt n-stelliges (n = m + k) Codewort. Der Aufbau der Codes ist so gewählt, daß die k Prüfschritte die fehlerhafte Stelle kennzeichnen. Es muß also entweder von den m+k möglichen der zutreffende Fehlerort festgestellt werden oder die Tatsache, daß kein Fehler vorliegt. Mit k Prüfschritten müssen also m+k+1 Fälle

beschrieben werden. Damit ergibt sich die Ungleichung

$$2^k \geqq m + k + 1 .$$

In der nachfolgenden Tabelle sind die notwendigen k Prüfschritte für m Informationsstellen angegeben.

m	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
k	2	3	3	3	4	4	4	4	4	4	4	5
n=m+k	3	5	6	7	9	10	11	12	13	14	15	17

Mit k=5 Prüfstellen lassen sich dann bis zu m=26 Informationsstellen auf einfache Fehler korrigieren. Mit 26 Binärstellen und 5 Prüfstellen lassen sich z.B. bereits 256 Meßkanaladressen mit für praktisch alle Anwendungsfälle ausreichender Genauigkeit (18 bit) fehlerkorrigierend übertragen.

Eine Korrektur von Mehrfachfehlern bedingt natürlich weiter steigenden Aufwand, wird jedoch nur äußerst selten angewendet.

1.6 Frequenz-Digital-Umsetzung

Parallele digitale Signale besitzen gegenüber Frequenzsignalen den Vorteil der unmittelbaren Abfragebereitschaft. Die Frequenz-Digital-Umsetzung erfordert nun immer eine bestimmte Meßzeit, die der erhaltenen Umsetzungsgenauigkeit proportional ist.

So beträgt der Quantisierungsfehler F_q bei der digitalen Frequenzmessung

$$F_q = N^{-1} = (f \cdot t)^{-1} .$$

Bei fester Frequenz f ist der erhaltene Fehler also der Meßzeit t umgekehrt proportional. Die Konstanz

der Auslöseschwelle der Impulsformerstufe für das Frequenzsignal ist in diesem Fall nicht kritisch. Die erhaltenen Meßzeiten sind relativ hoch und betragen z.B. bei einer Frequenz von 1 kHz und einem Quantisierungsfehler von 10^{-3} gar eine Sekunde.

Anders liegen die Verhältnisse bei der Frequenzbestimmung über eine digitale Periodendauermessung. Es werden dabei die während einer oder mehrerer Perioden der Meßfrequenz von einem Normalfrequenzgenerator abgegebenen Impulse gezählt. Die Meßzeit ist in diesem Fall konstant und beträgt eine oder mehrere Perioden. Der Quantisierungsfehler sinkt mit vergrößerter Normalfrequenz und beträgt z.B. bei einer Periodendauer der Meßfrequenz von 1 ms (entsprechend 1 kHz) bei einer Normalfrequenz von 10 MHz nur 10^{-4}. Nun werden jedoch Fehler durch eine unterschiedliche Auslösephase auf Grund eines gestörten Meßsignals voll wirksam, und es ist deshalb sinnvoll, eine Periodendauermessung über mehrere Perioden, z.B. über 10 Perioden auszudehnen. Die notwendige Reziprokwertbildung kann entweder festverdrahtet außerhalb des Prozeßrechners oder aber auch im Prozeßrechner stattfinden. Die für diese Rechenoperation benötigte Rechenzeit ist vergleichsweise klein und wesentlich unter der für eine Frequenz-Digital-Umsetzung benötigten Meßzeit.

Zusammenfassend kann man sagen, daß die in der Prozeßtechnik benötigten Abtastperioden meist relativ hoch liegen dürfen, weil die Meßsignale nur vergleichsweise langsam veränderlich sind. Mit Abtastungen alle 10 - 100 ms lassen sich praktisch alle wichtigen Prozeß-Betriebsvariablen beherrschen.

1.7 Zusätzliche Beurteilungskriterien für Frequenzsignale

Bei der Anwendung von Frequenzsignalen zur Meßwerterfassung und Übertragung ergeben sich noch weitere spezifische Gesichtspunkte zur positiven Beurteilung der sich ergebenden Eigenschaften.

1.7.1 Integrierende Filterung von Frequenzsignalen

Der eigentlichen Meßfrequenz können Störfrequenzen überlagert sein, die z.B. schon am Meßort auf Grund mechanischer Schwingungen des Meßfühlers entstanden sind. Die Meßfrequenz f_m wirkt in diesem Fall als Träger, der mit der Störfrequenz f_{st} frequenzmoduliert ist. Der Momentanwert $f(t)$ der erhaltenen Frequenz schwankt damit sinusförmig mit der Kreisfrequenz ω_{st} der Störung um den Mittelwert f_m, der das Meßsignal beinhaltet.

$$f(t) = f_m + f_h \cdot \cos \omega_{st} t .$$

Dabei bedeutet f_h den Frequenzhub der Störung. Bei der digitalen Frequenzmessung werden nun gewöhnlich die während der Meßzeit t_o einlaufenden Impulse der Frequenz f gezählt. Der Momentanwert $f(t)$ der zeitabhängigen Frequenz berechnet sich aus dem Differentialquotienten dN/dt der Impulse dN während der Zeiteinheit dt.

$$f(t) = dN/dt .$$

Die in einen Zähler während des Zeitraums von t_1 bis t_2 eingelaufene Impulszahl N berechnet sich zu

$$N = \int_{t_1}^{t_2} f(t)\, dt .$$

Am ungünstigsten wirkt sich die Frequenzmodulation der Meßfrequenz f_m durch die Störfrequenz f_{st} auf das Zählergebnis N dann aus, wenn die freilaufende Meßzeit t_o gerade symmetrisch zum Zeitpunkt des Frequenzmaximums zu liegen kommt (Bild 5).

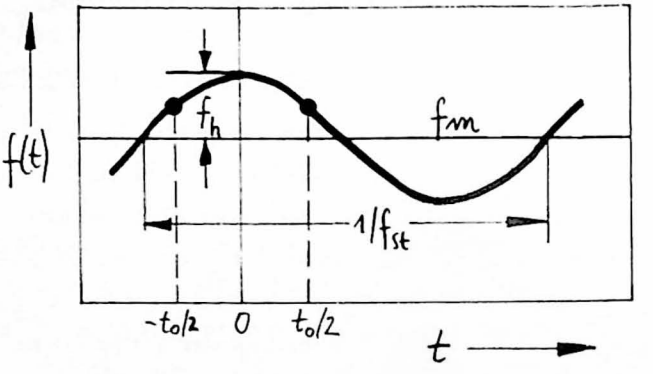


Bild 5

Mit $t_1=-t_o/2$ und $t_2= t_o/2$ ergibt sich dann

$$N = \int_{-t_o/2}^{t_o/2} (f_m + f_h \cdot \cos \omega_{st} t)\, dt =$$

$$= f_m\, t_o + \frac{f_h\, 2 \sin(\omega_{st} t_o/2)}{\omega_{st}} .$$

Der Quotient der im digitalen Zählergebnis N enthaltenen Werte, nämlich des Sollwertes N_S und des absoluten Fehlers N_F, ist gleich dem reziproken relativen Fehler und damit ein Maß für die Filterwirkung.

$$N = N_S + N_F = f_m\, t_o + f_h \frac{\sin(\pi f_{st} t_o)}{\pi f_{st}} ,$$

$$\frac{N_S}{N_F} = \frac{f_m}{f_h} \frac{\pi f_{st} t_o}{\sin(\pi f_{st} t_o)} .$$

Dieser reziproke relative Fehler stellt das Verhältnis von Nutz- zu Störanteil dar. Das Nutz-Stör-Verhältnis wird groß, wenn die Meßfrequenz f_m groß gegen den Frequenzhub f_h ist. Wie in Bild 6 gezeigt, ergeben sich außerdem bei geeigneter Wahl der Meßzeit t_o Pole für den Ausdruck $(\pi f_{st} t_o)/\sin(\pi f_{st} t_o)$ und damit auch Unendlichkeitsstellen für das Nutz-Stör-Verhältnis.

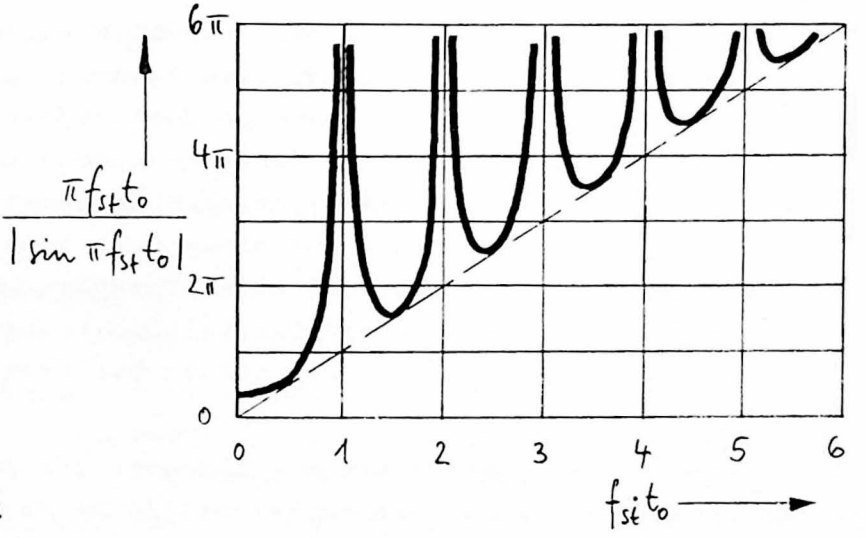


Bild 6

Weiterhin kann man erkennen, daß die Minima des Nutz-Stör-Verhältnisses bei steigender Meßzeit höher zu liegen kommen und damit auch die Filterwirkung verbessert wird. Das Nutz-Stör-Verhältnis ist

a) dem Verhältnis f_m/f_h von Meßfrequenz zu Frequenzhub proportional und steigt

b) mit vergrößerter Meßzeit t_o und besitzt

c) Unendlichkeitsstellen, wenn die Meßzeit t_o ein ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer $1/f_{st}$ der Störfrequenz ist.

Bei einer Störfrequenz von z.B. 50 Hz muß die Meßzeit bzw. Torzeit ein ganzzahliges Vielfaches von 20 ms be-

tragen. Diese Filterwirkung durch Integrierung wird mit Erfolg bereits bei allen integrierenden Analog-Digital-Umsetzern (z.B. nach dem dual-slope-Prinzip) angewendet und erweist sich als wesentlicher Vorteil beim Einsatz von Meßfühlern und -verfahren mit Frequenzausgang.

1.7.2 Datenvorverarbeitung mit Frequenzsignalen [14-18]

In den Anfängen der digitalen Rechentechnik wurden Rechenoperationen, z.B. Integralwertbildungen, mit inkrementalen Impulssignalen durchgeführt. Diese Technik ist nun auch heute für festverdrahtete und nicht zu umfangreiche Rechenoperationen geeignet und hilft bei sinnvollem Einsatz auf wirtschaftliche Weise Speicherplatz und Rechenzeit eines Prozeßrechners einzusparen. Diese Technik der Digital Differential Analyzers (DDA) ist nun auch mit Erfolg bei Frequenzsignalen anzuwenden.

So wie in der Analogrechentechnik Elemente für Multiplikation, Integration oder Funktionsbildung existieren, können mit entsprechenden bekannten Funktionsgruppen auch Frequenzsignale verarbeitet werden, im Falle von Frequenzsignalen jedoch mit dem Vorteil, daß keine Fehler auf Grund von Driften oder Umgebungsstörungen auftreten können. So sind Signalverzögerungen wie z.B. echte Totzeiten über Schieberegister realisierbar. Multiplikation und nichtlineare Funktionsbildung können mit Binärmultiplizierern (BRM - binary rate multiplier) durchgeführt werden. Integration ist schließlich mit Hilfe von digitalen Zählern möglich.

Am einfachsten ist wohl der Vorgang der Integration darzustellen. Wie bereits gezeigt, findet bei der Frequenz-Digital-Umsetzung die Integration eines Frequenz-

signals statt, wobei das Ergebnis, der Integralwert, durch das Zählergebnis N gegeben ist. Nach Bild 7 gilt

$$N = \int_{t_1}^{t_2} f(t)\, dt.$$

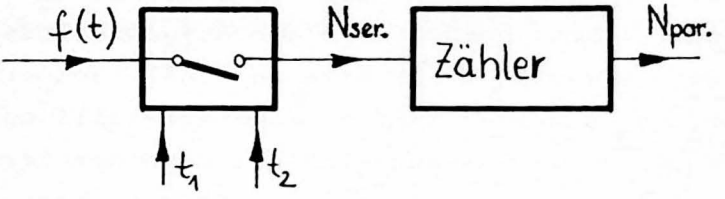


Bild 7

Bei konstanter Eingangsfrequenz $f(t) = f_k$ ergibt die Integration $N = f_k\ (t_2 - t_1)$. Der Zählerstand N wird der Integrationszeit $t_2 - t_1$ proportional (Rampenantwort auf Sprungerregung).

Allgemein läßt sich mit diesem Integrationsverfahren aus dem Mengendurchfluß die Menge, aus der Beschleunigung die Geschwindigkeit, aus der Geschwindigkeit der Weg und aus der Drehzahl die Umdrehungszahl bestimmen.

Nicht unmittelbar mit der DDA-Technik hat die nun dargestellte Division zweier Frequenzsignale zu tun. Sie beruht einfach auf der Tatsache, daß bei der digitalen Frequenzmessung das Zählergebnis der Meßfrequenz f direkt und der Normalfrequenz f_N umgekehrt proportional ist. Wird nun die Normalfrequenz f_N durch ein zu dividierendes Signal ersetzt und über das Teilerverhältnis N_T die Torzeit $t_T = N_T/f_N$ abgeleitet, so lautet das Zählergebnis $N = N_T \cdot (f/f_N)$ und es ist dadurch die Division durchgeführt. Zur Anpassung können noch dekadische Frequenzvervielfacher oder -teiler eingesetzt werden.

Als drittes Beispiel für festverdrahtete Datenvorverarbeitung außerhalb des Rechners möge der Vorgang der Skalierung (Einstellung von Nullpunkt und Steilheit) dienen. Während gewöhnlich bei der Frequenz-Digital-Umsetzung das Teilerverhältnis N_T zur Festlegung der Torzeit konstant ist und einen dekadischen Wert besitzt, wird nun das Teilerverhältnis N_T einstellbar ausgeführt. Ebenso wird der Ausgangszähler bei Beginn der Umsetzung nicht etwa auf Null, sondern meist auf einen negativen Wert N_o voreingestellt und mit Hilfe dieses Vor-Rückwärts-Zählers dann der Ergebniswert N (Bild 8) gebildet. Wie man erkennen kann, gelingt es so, mit der Voreinstellung N_o den Nullpunkt und mit der Einstellung N_T die Steilheit der Umsetzung festzulegen; man spricht dann von Skalierung.

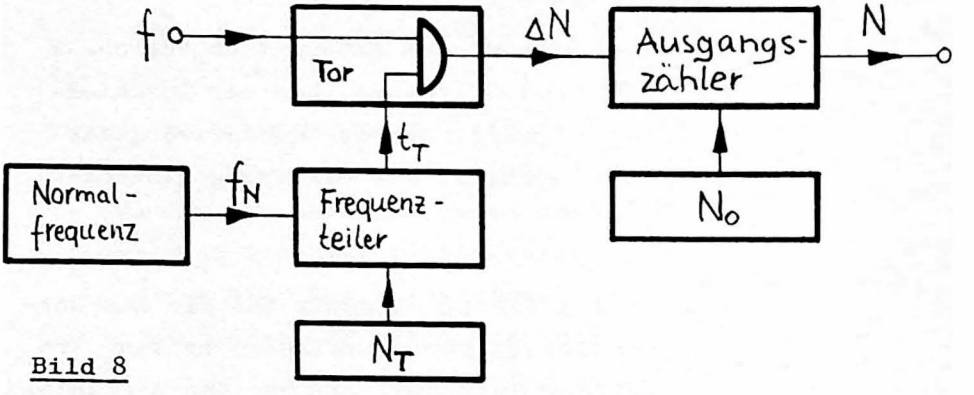


Bild 8

Für diese skalierende Frequenz-Digital-Umsetzung gilt nun

$$N = N_o + \Delta N.$$

Setzt man für die Zählimpulse $\Delta N = f\ t_T$ und für die Torzeit $t_T = N_T/f_N$, so ergibt sich schließlich für das digitale Ausgangssignal N

$$N = N_o + N_T \frac{f}{f_N} \cdot$$

Durch Wahl der Einstellungen N_o und N_T ist es nun möglich, einen Meßwert ξ wieder direkt in physikalischen Einheiten anzugeben, wenn dieser mit einem Frequenzfühler in eine linear abhängige Frequenz umgesetzt wurde. Die Meßfrequenz f beträgt nach Bild 9

$$f = f_o + \Delta f \frac{\xi}{\xi_m} \cdot$$

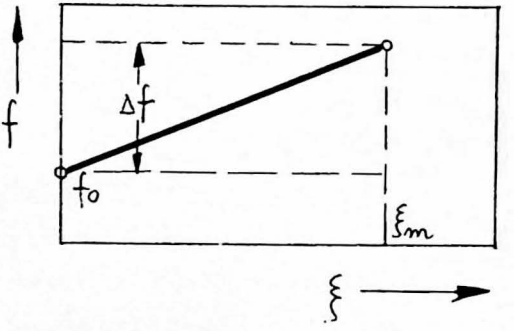
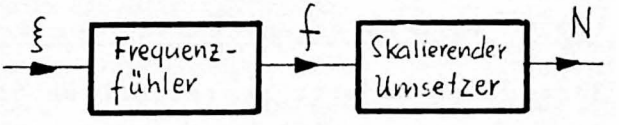


Bild 9

Die Konstanten f_o, Δf und ξ_m können der Graphik entnommen werden. Proportionalität bei willkürlicher Steilheitseinstellung ergibt sich nun zwischen dem Ausgangssignal N und dem Meßwert ξ bei entsprechender Wahl der Einstellungen. Bild 10 zeigt die Zusammenschaltung von Fühler und skalierendem Umsetzer und die daraus resultierende Kennlinie $N(\xi)$.



$$N = N_o + N_T \frac{f_o + \Delta f(\xi/\xi_m)}{f_N}$$

Bild 10

Soll sich das digitale Signal $N = N_m$ beim Meßbereichsendwert $\xi = \xi_m$ ergeben, so erhält man für die Steilheitseinstellung N_T

$$N_T = N_m \cdot f_N / \Delta f .$$

Und wegen der Proportionalität zwischen N und ξ ergibt sich

$$N_o = - N_T \, f_o / f_N = - N_m \, f_o / \Delta f .$$

Dabei bedeuten wieder f_N die Normalfrequenz, Δf die Ausgangsspanne des Frequenzfühlers und f_o die Frequenz beim Eingangssignal $\xi = 0$. Mit diesen Voreinstellungen wird schließlich N proportional ξ gemäß

$$N / N_m = \xi / \xi_m .$$

Es ist ersichtlich, daß sich grundlegende Rechenoperationen wie Integrieren, Dividieren oder Skalieren mit Frequenzsignalen leicht durchführen lassen. In ähnlicher Weise ist eine Linearisierung von Frequenzsignalen durch die Verwendung von Binärmultiplizierern möglich.

Es soll schließlich noch auf ein interessantes Verfahren zur Funktionsbildung außerhalb des Rechners mit Mitteln der DDA hingewiesen werden. So ist es z.B. mit Erfolg möglich, immer wiederkehrende Regelalgorithmen wie z.B. PI-Verhalten zur Ansteuerung von Stellgliedern über Frequenzsignale mit Hilfe der DDA-Technik äußerst wirtschaftlich zu realisieren.

1.7.3 Weitere Eigenschaften von Frequenzsignalen

Eine Reihe anderer vorteilhafter Eigenschaften runden des gesamte Erscheinungsbild von Frequenzsignalen ab.

Bei einer Reihe von Meßfühlern mit Hilfsenergie kann im Zweidrahtverfahren nicht nur das Frequenzsignal,

sondern auf der gleichen Leitung auch die Hilfsenergie übertragen werden. Auf der Empfängerseite wird das Frequenzsignal dann zur Weiterverarbeitung ausgekoppelt.

Eine Rückverwandlung von Frequenz in Amplitude ist in einfacher Weise durch Mittelwertbildung über Impulse gleicher Fläche möglich. Es ist dadurch die Kompatibilität mit konventionellen Geräten, z.B. mit Schreibern, hergestellt.

Für Frequenzsignale im Hörbereich läßt sich die Betriebsbereitschaft auf Grund des life-zero-Prinzips mit einem einfachen elektroakustischen Wandler, z.B. mit einem Kopfhörer, überwachen. Die Tonhöhe ist zusätzlich ein Maß für den Meßwert.

Schließlich erscheint die Normung eines Frequenz-Einheitssignals leichter zu fallen als die schwierige Festlegung des 0 - 20 mA- oder 4 - 20 mA-Einheitssignals für elektrische Meßumformer mit Stromausgang. Eine Rücksichtnahme auf Exschutz-Bedingungen kann wohl die Festlegung des Frequenzbereiches eines Frequenzsignals nicht beeinflussen. So wird sicher ein Frequenz-Einheitssignal nach anderen Kriterien ausgewählt werden, vielleicht auf Grund der Signalübertragung innerhalb des Frequenzbereiches eines Fernsprechkanals, also etwa zwischen 400 und 3000 Hz.

1.8 Linearisierung und Gleichtaktunterdrückung durch Anwendung des Differenzprinzips [19]

Ist der sich ergebende Zusammenhang zwischen Ausgangsgröße f und Meßgröße ξ eines Meßfühlers nichtlinear und unterliegt der Meßeffekt außerdem Einflüssen von z.B. Temperatur ϑ oder Versorgungsspannung U, so kann mit Vorteil das Differenzprinzip angewendet werden.

Dieses Verfahren beruht darauf, daß die Ausgangssignale zweier sonst gleichartig aufgebauter Meßfühler von der Meßgröße gegensinnig und von den störenden Einflußgrößen gleichsinnig beeinflußt werden. Bildet man nun die Differenz dieser Ausgangssignale, so ergibt sich außer der gewünschten Linearisierung der Übertragungskennlinie eine starke Unterdrückung der Einflußgrößen. Dieses Verfahren ist wegen der gegensinnigen Aussteuerung auf gerichtete Meßgrößen beschränkt und eignet sich vorzüglich für den Aufbau von Meßfühlern für die Meßgrößen Länge, Kraft, Druck und Drehmoment.

Der nichtlineare Zusammenhang zwischen der Frequenz f eines Meßfühlers und der Meßgröße ξ sowie den Einflußgrößen Temperatur Θ und Versorgungsspannung U sei gegeben durch

$$f(x, \Theta, U) = f(x_o + \xi, \Theta_o + \vartheta, U_o + u).$$

Die Frequenz f als Funktion der drei Veränderlichen x, Θ und U kann in eine Taylorsche Reihe in der Umgebung der Werte x_o, Θ_o und U_o entwickelt werden. Die Aussteuerungen betragen Meßweg ξ, Temperaturänderung ϑ und Versorgungsspannungsänderung u. Bricht man die Reihenentwicklung für die Abhängigkeit der Frequenz f von der Meßgröße ξ nach dem quadratischen Glied und für die Abhängigkeit von den Einflußgrößen nach dem linearen Glied ab, so ergibt sich unter Vernachlässigung der gemischten Glieder zweiter und höherer Ordnung

$$f(x, \Theta, U) = f(x_o \overset{+}{(-)} \xi, \Theta_o + \vartheta, U_o + u) = f(x_o, \Theta_o, U_o) \overset{+}{(-)}$$

$$\overset{+}{(-)} \left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)_{x=x_o} \cdot \xi \quad + \frac{1}{2}\left(\frac{\partial^2 f}{\partial x^2}\right)_{x=x_o} \cdot \xi^2 \overset{+}{(-)} \cdots$$

$$+ \left(\frac{\partial f}{\partial \Theta}\right)_{\Theta=\Theta_o} \cdot \vartheta \quad + \cdots + \left(\frac{\partial f}{\partial U}\right)_{U=U_o} \cdot u \quad + \cdots$$

Bei gegensinniger Aussteuerung durch die Meßgröße ξ gelten die in Klammern angeführten Minuszeichen. Nach Mischung und Tießpaßfilterung ergibt sich die Differenzfrequenz Δf der beiden gegensinnig ausgesteuerten Meßwertaufnehmer zu

$$\Delta f = f(x_o + \xi, \Theta_o + \vartheta, U_o + u) - f(x_o - \xi, \Theta_o + \vartheta, U_o + u).$$

Damit erhält man

$$\Delta f = 2 \left(\frac{\partial f}{\partial x} \right)_{x=x_o} \cdot \xi .$$

Dieser lineare Zusammenhang zwischen der Differenzfrequenz Δf und der Meßgröße ξ ergibt sich nur bei quadratischer Abhängigkeit der Frequenzen von der Aussteuerung x. Ebenso verschwindet der Einfluß von Gleichtaktstörungen ϑ und u auf die Differenzfrequenz Δf nur dann, wenn eine lineare Abhängigkeit zwischen den Frequenzen f und diesen Einflußgrößen besteht.

Allgemein läßt sich feststellen, daß sich durch die Anwendung des Differenzprinzips ein Wendepunkt (und damit ein Bereich guter Linearität) der resultierenden Übertragungskennlinie erreichen läßt. Außerdem wird der Einfluß störender Umwelt- oder Hilfsgrößen auf die Kennlinie wesentlich verringert.

Als Beispiel für eine Anwendung des Differenzprinzips diene der vom Verfasser entwickelte Längen-Frequenz-Umsetzer mit harmonischen Oszillatoren, bei dem eine gute Linearisierung und Unterdrückung der Einflußgrößen Temperatur und Versorgungsspannung erreicht worden ist.

Teil II Die Umsetzung elektrischer Signale

Die meisten elektrischen Größen fallen als analoge Signale an. Wird ein digitales Signal gewünscht, so muß man sich eines Analog-Digital-Umsetzers bedienen.

Die handelsüblichen Anzeige- und Schreibgeräte sowie die Stellorgane der Regelungen und Steuerungen arbeiten analog. Deshalb ist es sehr oft erforderlich, digitale Ausgangssignale in analoge umzusetzen. Diese Aufgaben übernehmen Digital-Analog-Umsetzer.

Digital-Analog-Umsetzer sind häufig aber auch wesentliche Bausteine der Analog-Digital-Umsetzer. Es ist deshalb zweckmäßig, im folgenden zuerst die Digital-Analog-Umsetzer zu betrachten.

2. Digital-Analog-Umsetzer (DAU) [4, 11, 20-24]

Für die Umsetzung digitaler Signale in analoge elektrische Größen werden Digital-Analog-Umsetzer eingesetzt, die ein codiertes Eingangssignal in eine proportionale Spannung oder einen proportionalen Strom abbilden.

Beim Einsatz von Digital-Analog-Umsetzern als Komponenten von Analog-Digital-Umsetzern wird die Ausgangsgröße der DAU so lange in einer bestimmten Weise verändert, bis der umzusetzende analoge Meßwert erreicht wird. Die digitale Eingangsgröße des DAU ist dann gleich der ge-

suchten digitalen Ausgangsgröße eines Analog-Digital-Umsetzers.

DAU erfüllen ihre eigentliche Aufgabe am Ausgang eines Prozeßrechners dadurch, daß sie die digitalen Stellbefehle eines Prozeßrechners in analoge Stellsignale umsetzen.

Immer dann, wenn eine hybride Technik, nämlich die Kombination von analoger und digitaler Technik,vorteilhaft oder notwendig ist, müssen an den Nahtstellen entsprechnde Umsetzer vorhanden sein. Typische Anwendungsbereiche sind Meßwertverarbeitungssysteme, Telemetriesysteme, die Simulationstechnik und natürlich die Prozeßführung mit Prozeßrechnern.

Nicht zuletzt werden dann DAU eingesetzt, wenn die Tendenz eines digitalen Signales von einer Person überwacht werden soll.

2.1 Funktionsprinzipien von Digital-Analog-Umsetzern

Nach der Funktionsweise können direkte und indirekte DAU unterschieden werden. Während die direkten Umsetzer ohne Zwischengröße arbeiten, wird bei den indirekten Umsetzern als Zwischengröße häufig eine Impulslänge oder eine Impulsfrequenz verwendet. Die direkten DAU können wiederum in parallele und serielle Verfahren eingeteilt werden.

Bei den parallelen DAU erfolgt eine Spannungs- oder Stromteilung über Widerstandsnetzwerke. Bei den seriellen DAU wird die Spannung an einem Kondensator zeitlich nacheinander so verändert, bis schließlich der gewünschte Analogwert anliegt.

Parallele DAU können für verschiedene Codes aufgebaut werden. Außer dem gewöhnlichen Binärcode wird häufig

der BCD-Code angewendet, der eine einfache Umschlüsselung in Dezimalzahlen erlaubt.

Serielle Umsetzer werden zweckmäßigerweise im reinen Binärcode angesteuert. Die Stelle mit der kleinsten Stellenwertigkeit läuft dabei zuerst in den Umsetzer ein. So werden z.B. für Telemetrieanwendungen serielle Signale bevorzugt, die ohne Umformung dann die Eingangsgrößen serieller DAU bilden.

2.2 Parallele Digital-Analog-Umsetzer

Parallele DAU sind dadurch gekennzeichnet, daß die Koeffizienten a_1 bis a_n des digitalen Eingangssignals gleichzeitig zur Verfügung stehen und damit eine sehr schnelle Umsetzung möglich ist. Bei reiner Binärcodierung hat das digitale Eingangssignal D die Form

$$D = a_1\, 2^{-1} + a_2\, 2^{-2} + \ldots + a_n\, 2^{-n} .$$

Die Koeffizienten a_i können dabei nur die Werte 0 oder 1 annehmen und entsprechen bestimmten Schalterstellungen in Widerstandsnetzwerken.

Die Summation der verschiedenen Stellenwertigkeiten kann durch Addition von Spannungen, Strömen, Widerständen oder Leitwerten erfolgen. Neben der direkten Summierung von entsprechend bewerteten Spannungs- oder Stromquellen ergeben sich analoge Ausgangsspannungen $\sum U$ bzw. Ausgangsströme $\sum I$ durch Widerstands- bzw. Leitwertsaddition gemäß folgenden Gleichungen

$$\sum U = I_k \sum R , \qquad \sum I = U_k \sum G .$$

Der konstante Strom I_k fließt dabei durch die Widerstände $\sum R$, die konstante Spannung U_k liegt an den Leitwerten $\sum G$.

Im Gegensatz zu diesen einfachen DAU, bei denen die Bewertung direkt über die elektrischen Werte der Quellen oder Widerstände erfolgt, sind Widerstandsnetzwerke möglich, bei denen die Stellenwertigkeit durch die Lage der Einspeisepunkte festgelegt ist. Diese Umsetzer haben den Vorteil, daß nur wenige verschiedene Widerstandswerte benötigt werden. Ein DAU nach dem Prinzip des Widerstands-Kettenleiters ist z.B. nur aus den zwei Widerstandswerten R und 2 R aufgebaut.

Die Umsetzgeschwindigkeiten paralleler DAU können sehr hoch liegen und sind nur durch die Schaltzeiten der Analogschalter, durch die Störinduktivitäten der Widerstandsnetzwerke und durch die Anstiegszeiten des Summierverstärkers begrenzt.

Bei direkt digitalen Regelungen stehen die Meßsignale meist nur während bestimmter Zeiten zur Verfügung. Bei der Verwendung paralleler DAU muß deshalb ein Pufferspeicher vorgesehen werden, damit die gespeicherten Meßwerte jederzeit abgefragt werden können. Wird das umzusetzende Signal seriell ausgegeben, so muß vor den Pufferspeicher noch ein n-stelliges Schieberegister gesetzt werden, das mit n Schiebeschritten die Serien-Parallel-Umsetzung des Signales bewirkt.

Ein bipolarer Betrieb ist entweder durch ein Vorzeichen-Signal möglich, das das Widerstandsnetzwerk an positive oder negative Referenzspannung legt, oder man verwendet gleichzeitig positive oder negative Referenzspannung und bewirkt damit eine Nullpunktverschiebung um den halben Bereich.

2.2.1 Digital-Analog-Umsetzer mit Spannungssummierung

a) Methode mit Spannungsteiler nach Feußner

Die Umsetzung eines digitalen Eingangssignals D in eine analoge Spannung U_a ist mit einem Spannungsteiler nach Feußner möglich. Wesentlich ist dabei, daß die Summe der Teilerwiderstände konstant ist. Deshalb bleibt auch der Strom I_k, der der Referenzspannungsquelle U_r entnommen wird, konstant. Bild 11 zeigt das Prinzip des Umsetzers.

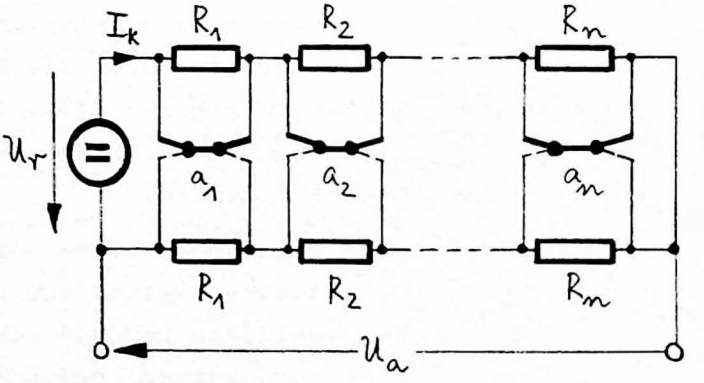


Bild 11

Entsprechend den Koeffizienten a_1 bis a_n des digitalen Signals D werden für $a_i = 0$ die unteren und für $a_i = 1$ die oberen Widerstände R_1 bis R_n kurzgeschlossen. Die analoge Ausgangsspannung U_a ergibt sich zu

$$U_a = U_r \frac{a_1 R_1 + a_2 R_2 + \ldots + a_n R_n}{\sum_{i=1}^{n} R_i} .$$

Abhängig von der Art des gewünschten Codes müssen die Widerstände R_1 bis R_n abgestuft werden. Bei reinem Binärcode muß der Widerstand $R_i = 2 R_{i+1}$ gewählt werden. Da die Analogschalter sich auf schwimmendem Potential befinden, sind elektronische Schalter wenig geeignet. Keine Probleme ergeben sich bei der Ansteuerung, wenn Reedkontakte verwendet werden.

b) Andere Methoden mit Spannungssummierung

Bei der Methode mit Spannungsteiler nach Feußner wird immer einer der doppelt ausgeführten Widerstände R_1 bis R_n kurzgeschlossen. Mit erhöhtem Schalteraufwand muß sich eine Schaltung angeben lassen, die nur mit der Hälfte der Widerstände auskommt und trotzdem die Referenzspannungsquelle konstant belastet. Eine Schaltung nach Bild 12 legt den jeweiligen Widerstand R_i wechselweise in den Arbeits- oder Hilfsstromkreis.

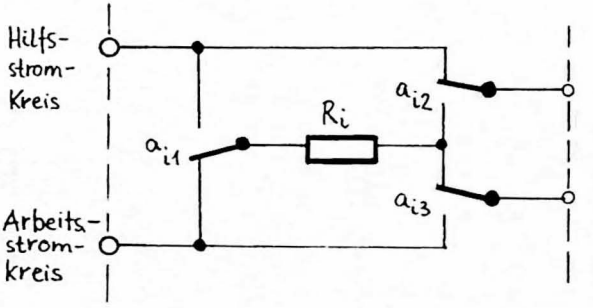


Bild 12

Anstelle der beiden einpoligen Ein- und Auschalter werden jetzt je Widerstand drei Umschalter benötigt. Die Gleichung für die Ausgangsspannung bleibt erhalten. Lösungen dieser Art sind dann gerechtfertigt, wenn Widerstände höchster Präzision verwendet werden und die Zahl der Widerstände deshalb möglichst gering gehalten werden soll.

Liegt das digitale Eingangssignal in dezimaler Form vor, so erweist sich das Kaskadenprinzip als zweckmäßig. Dabei sind die Dekaden mit geringerer Stellenwertigkeit den jeweils größeren Dekaden untergeordnet. Für binärcodierte Signale ergibt sich eine Anordnung, die dem Widerstands-Kettenleiter sehr ähnlich ist.

2.2.2 Digital-Analog-Umsetzer mit Stromsummierung

Werden parallel geschaltete ohmsche Leitwerte an konstante Spannung gelegt, so ist der Summenstrom

dem resultierenden Leitwert proportional. Die verschiedenen Methoden der Stromsummierung unterscheiden sich in der Art, wie die analoge Ausgangsspannung U_a gewonnen wird.

a) Methode mit Summierwiderstand

Der Summenstrom durch die parallel geschalteten Leitwerte G_i fließt nach Bild 13 durch den vergleichsweise großen Leitwert G_a und erzeugt an ihm die Ausgangsspannung U_a.

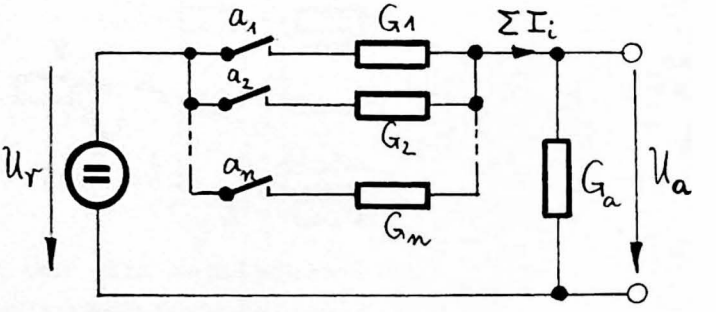


Bild 13

Abhängig von den Koeffizienten a_i (0 oder 1) des digitalen Eingangssignals D ergibt sich der Summenstrom $\sum I_i$ zu

$$\sum I_i = U_r\, G = U_r\, \frac{\sum_{i=1}^{n} a_i\, G_i \cdot G_a}{\sum_{i=1}^{n} a_i\, G_i + G_a} \,.$$

Dabei bedeutet G den Gesamtleitwert von der Quelle aus gesehen. Die analoge Ausgangsspannung U_a ergibt sich schließlich zu

$$U_a = \frac{\sum I_i}{G_a} = U_r\, \frac{\sum_{i=1}^{n} a_i\, G_i}{G_a\,(1 + \sum_{i=1}^{n} a_i G_i / G_a)} \,,$$

$$U_a = U_r \frac{a_1 G_1 + a_2 G_2 + \ldots + a_n G_n}{G_a \left(1 + \sum_{i=1}^{n} a_i G_i / G_a\right)} .$$

Dieser Methode der DA-Umsetzung haften zwei Mängel an. Für eine proportionale Umsetzung muß das Glied $\sum a_i G_i / G_a$ im Nenner der Umsetzungsfunktion klein gegen 1 sein. Das bedeutet, daß der Leitwert G_a groß gegen den Summenleitwert $\sum a_i G_i$ sein muß.

Außerdem erhält man wegen des großen Leitwertes G_a nur eine kleine Ausgangsspannung U_a, und es muß deshalb eine vergleichsweise hohe Referenzspannung U_r vorhanden sein.

b) Methode mit Summierverstärker

Mit Hilfe eines Operationsverstärkers kann der Summenstrom durch die parallel geschalteten Leitwerte direkt in eine proportionale Spannung umgeformt werden. Nach Bild 14 beträgt die Übersetzung μ des mit Stromgegenkopplung versehenen idealen Operationsverstärkers

$$\mu = U_a / I_e = R_g .$$

Dabei bedeuten U_a die Ausgangsspannung, I_e den Eingangsstrom und R_g den Gegenkopplungswiderstand. Der Eingangswiderstand des Verstärkers wird durch die Gegenkopplung stark erniedrigt; Werte unter 0,1 Ω sind leicht erreichbar.

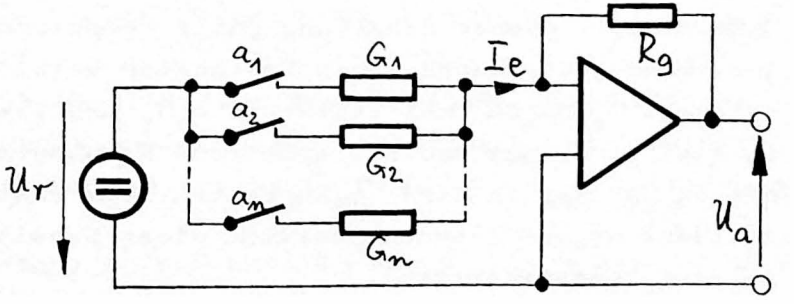


Bild 14

Die Gleichung des Umsetzers läßt sich nun leicht errechnen:

$$U_a = /^u I_e = R_g U_r \sum_{i=1}^{n} a_i G_i$$

$$= U_r R_g (a_1 G_1 + a_2 G_2 + \ldots + a_n G_n).$$

Die analoge Ausgangsspannung U_a ist nun dem digitalen Eingangssignal direkt proportional und es lassen sich genügend hohe Ausgangsspannungen erzielen.

c) Methode mit konstantem Innenwiderstand

Die nichtlineare Umsetzungsfunktion bei der Methode mit Summierwiderstand kann exakt linear verlaufen, wenn mit Hilfe von Umschaltern die jeweils nicht benötigten Leitwerte parallel zum Abschlußleitwert G_a gelegt werden. Es ergibt sich dann die Schaltung nach Bild 15.

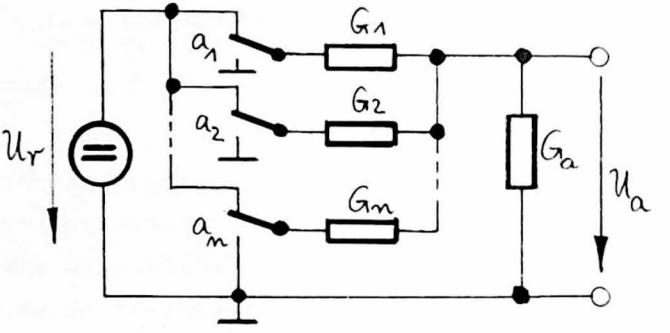


Bild 15

Eine Analyse dieser Schaltung fällt bedeutend leichter, wenn jeder durch einen Umschalter betätigte Leitwert G_i durch zwei Leitwerte $a_i G_i$ und $(1-a_i)G_i$ ersetzt wird. Das dadurch erhaltene Ersatzschaltbild dieses DAU ist in Bild 16 angegeben. Vom Abschlußleitwert G_a aus gesehen besitzt diese Schaltung konstanten Innenwiderstand.

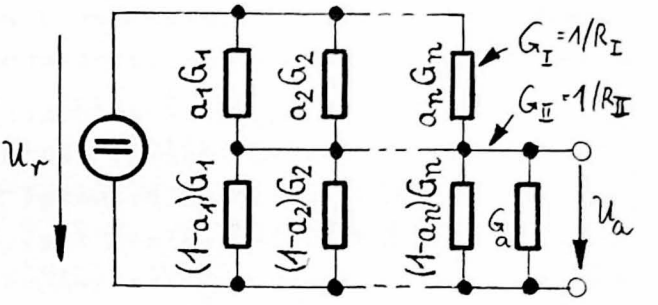


Bild 16

Der Spannungsteiler, bestehend aus den Widerständen R_I und R_{II} bzw. den Leitwerten G_I und G_{II}, berechnet sich zu

$$U_a = U_r \frac{R_{II}}{R_I + R_{II}} = U_r \frac{1}{1 + R_I/R_{II}} .$$

Mit $R_I = 1/G_I$ und $R_{II} = 1/G_{II}$ ergibt sich

$$U_a = U_r \frac{1}{1 + G_{II}/G_I} = \frac{G_I}{G_I + G_{II}} .$$

Die Leitwerte G_I und G_{II} betragen

$$G_I = \sum_{i=1}^{n} a_i G_i , \qquad G_{II} = \sum_{i=1}^{n} G_i - \sum_{i=1}^{n} a_i G_i + G_a .$$

Für die analoge Ausgangsspannung U_a erhält man deshalb

$$U_a = U_r \frac{\sum_{i=1}^{n} a_i G_i}{G_a + \sum_{i=1}^{n} G_i} = \frac{a_1G_1 + a_2G_2 + \ldots + a_nG_n}{G_a + (G_1 + G_2 + \ldots + G_n)} .$$

Es ergibt sich also eine dem digitalen Eingangssignal direkt proportionale Ausgangsspannung U_a. Bei reiner Binärcodierung muß der Leitwert $G_i = 2\,G_{i+1}$ betragen.

Der Widerstand R_i muß also $R_i = 0{,}5\,R_{i+1}$ gewählt

werden. Bei geeigneter Bewertung der Leitwerte G_i kann auch ein BCD-Code umgesetzt werden.

Der Nachteil aller angegebenen Schaltungen mit Stromsummierung besteht darin, daß die Referenzspannungsquelle nicht konstant belastet wird. Es ist jedoch heute ohne weiteres möglich, daß die Änderung einer Referenzspannungsquelle selbst bei maximaler Lastschwankung unter 10^{-4} gehalten wird.

2.2.3 Digital-Analog-Umsetzer mit Widerstands-Kettenleiter [25, 26]

Im Gegensatz zu den DAU mit bewerteten Leitwerten ist beim DAU mit Widerstands-Kettenleiter die Stellenwertigkeit durch die Lage der Einspeisepunkte gegeben und der Umsetzer besteht nach Bild 17 in seiner einfachsten Form aus einem Netzwerk mit den beiden Widerstandswerten R und 2 R.

a) Umsetzer für binärcodiertes Eingangssignal

Die Stellungen a_1 bis a_n der Schalter entsprechen den Koeffizienten a_i des digitalen Eingangssignals D.

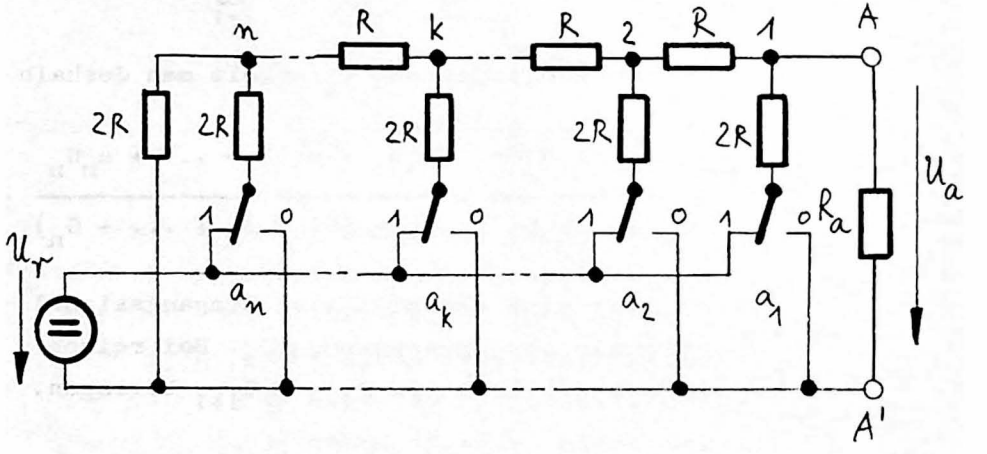


Bild 17

In der linksseitigen Stellung der Schalter ($a_i = 1$) werden die Querwiderstände 2 R an die Referenzspannung U_r gelegt und es fließt ein Strom in den jeweiligen Knotenpunkt des Kettenleiters. Dieser Strom trägt um so mehr zur analogen Ausgangsspannung U_a am Abschlußwiderstand R_a bei, je näher der Knotenpunkt am Ausgang des Umsetzers liegt.

Die analoge Ausgangsspannung U_a ergibt sich durch Superposition der n Zustände, die dadurch gekennzeichnet sind, daß sich jeweils nur einer der n Schalter in Stellung $a_k = 1$ befindet und alle anderen Schalter in Position $a_i = 0$.

Die Leerlaufspannung U_{lak} bezüglich der Klemmen A-A', verursacht durch einen Strom I_k im Zweig k, berechnet sich nach Bild 18 über die Ersatzspannungsquelle bezüglich der Klemmen K-K' mit der Leerlaufspannung $U_{lk} = U_r/2$ und dem Innenwiderstand $R_i = R$.

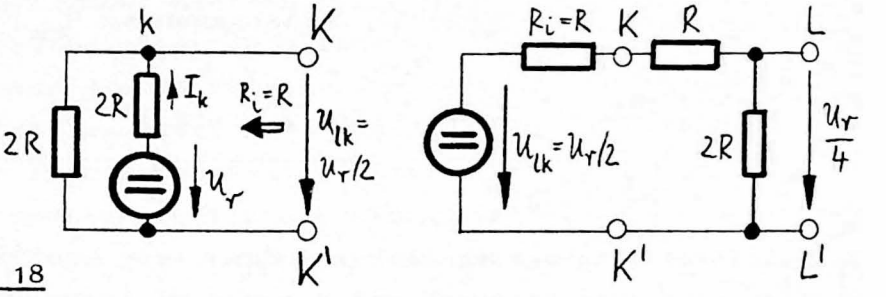


Bild 18

Belastet man an den Klemmen K-K' mit dem Längswiderstand R und dem Querwiderstand 2 R, so halbiert sich die Leerlaufspannung bezüglich L-L' auf den Wert $U_r/4$, während der Innenwiderstand $R_i = R$ erhalten bleibt. Bei jedem weiteren Knotenpunkt wird die Leerlaufspannung in ähnlicher Weise halbiert. Die Leerlaufspannung U_{lak} an A-A' berechnet sich damit zu

$$U_{lak} = (U_r/2)\ 2^{-(k-1)} = 2^{-k}\ U_r\ .$$

Berücksichtigt man weiterhin die Schalterstellung a_k (0 oder 1) und die Belastung durch den Abschlußwiderstand R_a, so ergibt sich für die vom Strom I_k herrührende Ausgangsspannung U_{ak} gemäß Bild 19 die folgende Beziehung

$$U_{ak} = \frac{R_a}{R_a+R} U_r a_k 2^{-k}.$$

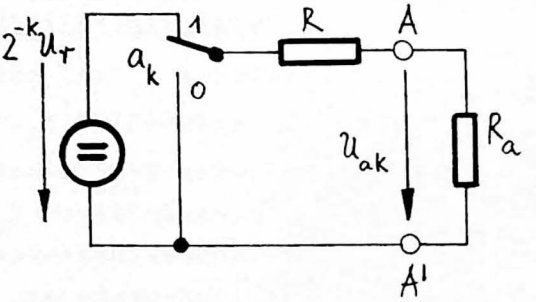


Bild 19

Die Ausgangsspannung U_a des DAU erhält man durch Superposition als Summe aller Teilspannungen U_{ak}.

$$U_a = \sum_{k=1}^{n} U_{ak} = \frac{R_a}{R_a + R} U_r \underbrace{(a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + .. a_n 2^{-n})}_{D}.$$

Das digitale Eingangssignal D ist durch die Koeffizienten a_1 bis a_n bestimmt und ist der analogen Ausgangsspannung U_a proportional.

Es ist sinnvoll, die zulässigen Fehler der Referenzspannungsquelle und der verwendeten Widerstände an die Stellenzahl des Umsetzers, also an den Quantisierungsfehler $F_q \approx 2^{-n}$, anzupassen.

Bei allen beschriebenen DAU gehen nicht die Fehler der Widerstände selbst, sondern nur die Abweichungen voneinander in die Genauigkeit der Umsetzung

ein. Für einen genauen DAU ist es also ausreichend, Widerstände mit identischen Fehlern einzusetzen. Der Temperaturkoeffizient der Widerstände muß nicht möglichst niedrig gehalten werden; wesentlich ist eine gute Übereinstimmung des Temperaturgangs.

Diese Forderungen lassen sich bei einer Vielzahl von Widerständen mit verschiedenen Werten kaum erfüllen. Der entscheidende Vorteil des DAU mit Widerstandskettenleiter besteht aber gerade darin, daß im wesentlichen nur zwei verschiedene Widerstandswerte R und 2 R verwendet werden. Die Konstruktion genauer DAU erfordert also keineswegs teure, drahtgewickelte Präzisionswiderstände aus Manganin. Werden Umsetzungsfehler bis 10^{-3} zugelassen, so können Schichtwiderstände eingesetzt werden, die dann unter gleichen Temperaturbedingungen betrieben werden müssen.

b) Umsetzer für BCD-Code mit unsymmetrischem Kettenleiter

DAU mit BCD-codiertem Eingangssignal können ebenfalls als Kettenleiter aufgebaut werden. Der Kettenleiter muß dann jedoch entweder unsymmetrisch ausgeführt werden oder man verwendet für jede umzusetzende Dekade einen getrennten Kettenleiter.

Bei Umsetzern mit unsymmetrischem Kettenleiter muß das Spannungsverhältnis p zwischen zwei benachbarten Knotenpunkten k+1 und k vom Wert p=2 abweichen. Nach Bild 20 geschieht das mit einem π-Glied mit dem Längswiderstand $R_1 \neq R$ und den Querwiderständen $R_2 \neq 2R$.

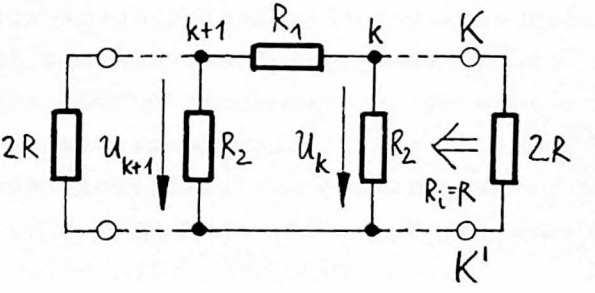


Bild 20

Die Widerstandswerte R_1 und R_2 sind durch zwei Bedingungen festgelegt.

1) Der Innenwiderstand bezüglich der Klemmen K-K' muß den Wert $R_i = R$ besitzen und
2) das Spannungsverhältnis $p = U_{k+1}/U_k$ muß frei wählbar sein.

Deshalb lauten die beiden Bestimmungsgleichungen für die Widerstände R_1 und R_2

$$R_i = R = \frac{\left(\frac{2R \cdot R_2}{2R + R_2} + R_1\right) R_2}{R_1 + R_2 + \frac{2R \cdot R_2}{2R + R_2}},$$

$$\frac{U_{k+1}}{U_k} = p = \frac{\frac{2R \cdot R_2}{2R + R_2} + R_1}{\frac{2R \cdot R_2}{2R + R_2}}.$$

Nach Zwischenrechnung ergibt sich für die gesuchten Widerstandswerte R_1 und R_2 an der Übergangsstelle des Kettenleiters

$$R_1 = R\,\frac{2(p^2 - 1)}{3p}, \qquad R_2 = 2R\,\frac{p + 1}{2p - 1}.$$

Es lassen sich nun mit einem Kettenleiter beliebige Spannungssprünge realisieren. Für $p = 2$ erhält man den symmetrischen Kettenleiter mit $R_1 = R$ und $R_2 = 2R$. Zur Umsetzung des BCD-Codes mit den Wertigkeiten 8-4-2-1 innerhalb einer Dekade ist der Spannungssprung $p = 10/8 = 1{,}25$ notwendig. Die Widerstände an der Übergangsstelle zwischen zwei Dekaden berechnen sich damit zu $R_1 = 0{,}3\ R$ und $R_2 = 3\ R$.

c) Umsetzer für BCD-Code mit getrennten Kettenleitern

Eine andere Methode, ein BCD-codiertes digitales Eingangssignal mit einem Kettenleiter in eine analoge Ausgangsspannung umzusetzen, benötigt für jede Dekade einen eigenen symmetrischen Kettenleiter. Bild 21 zeigt im Ersatzschaltbild die drei Kettenleiter für die Umsetzung eines Meßwertes mit drei Dezimalstellen.

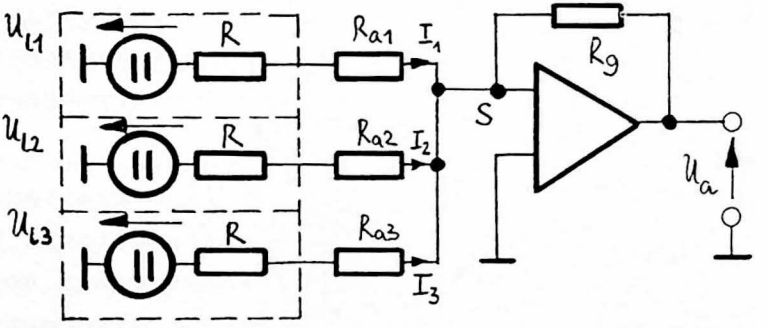


Bild 21

Die Ausgangsströme I_1 bis I_3 der Kettenleiter werden mit Hilfe der Widerstände R_{a1} bis R_{a3} entsprechend bewertet und an einem Summationsverstärker aufaddiert. Der Summationspunkt S am Eingang des gegengekoppelten Operationsverstärkers liegt praktisch auf Nullpotential. Die zu summierenden Ströme berechnen sich daher zu

$$I_i = \frac{U_{li}}{R + R_{ai}} .$$

Die Spannung U_{li} ist die Leerlaufspannung der jeweiligen Dekade. Die Innenwiderstände der drei Kettenleiter sind gleich und betragen R. Bei gleichen Schalterstellungen innerhalb der Dekaden müssen sich auf Grund der Wertigkeit die Ströme $I_1 : I_2 : I_3$ wie 100 : 10 : 1 verhalten. Die Leitwerte $G_i = 1/(R + R_{ai})$ stehen also im Verhältnis $G_1 : G_2 : G_3 = 100 : 10 : 1$.

Damit berechnen sich die Widerstände R_{a2} und R_{a3} abhängig von R_{a1} zu

$$R_{a2} = 9\,R + 10\,R_{a1}, \qquad R_{a3} = 99\,R + 100\,R_{a1}.$$

d) Umsetzer mit invertiertem Widerstands-Kettenleiter

Bei allen beschriebenen DAU liegen die Schalter vor den Widerstands-Netzwerken und es werden deshalb die Ströme durch die einzelnen Widerstände entsprechend dem digitalen Eingangssignal ein- und ausgeschaltet. Wegen der Eigeninduktivität und der Eigenkapazität der Widerstände wird dann beim Schaltvorgang die Stromeinstellung verzögert.

Zur Erzielung hoher Umsetzgeschwindigkeiten sollen die Widerstandswerte klein, für hohe statische Genauigkeit jedoch groß sein, damit die Schalter nur wenig belastet und der Einwiderstand der Schalter sich nur geringfügig auf den Fehler der Umsetzung auswirkt.

Alle diese Probleme können vermieden werden, wenn die Reihenfolge von Schalter und Widerstands-Netzwerk vertauscht wird. Nach Bild 22 erhält man den invertierten Widerstands-Kettenleiter, wenn die Referenzspannung U_r dort angelegt wird, wo sich gewöhnlich der Ausgang des Kettenleiters befindet, und ein stromgegen-

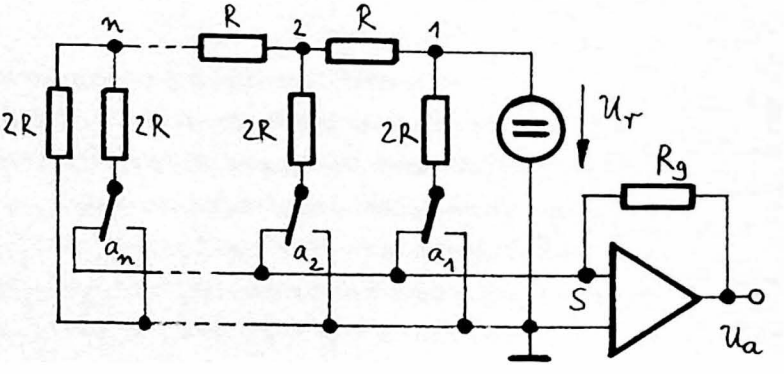


Bild 22

gekoppelter Verstärker an Stelle der Referenzspannungsquelle eingesetzt wird.

Der Summationspunkt S am Eingang des Verstärkers liegt praktisch auf Nullpotential, die Ströme durch alle Widerstände des Netzwerkes bleiben also konstant. Auch die Referenzspannungsquelle wird konstant belastet. Die Analogschalter steuern nur die Ströme zwischen zwei Punkten, die praktisch auf gleichem Potential liegen. Wegen der gleichbleibenden Ströme in den Widerständen können deren Werte beliebig hoch gewählt werden und die induktiven und kapazitiven Anteile haben keinen Einfluß auf die Dynamik des Umsetzers.

Von der Referenzspannungsquelle aus fließt der Strom U_r/R in den Knotenpunkt 1 und wird dort halbiert, so daß zum Summenstrom nur $U_r/2R$ beiträgt. Der gleiche Strom fließt im Längswiderstand R vom Knotenpunkt 1 zum Punkt 2. Am Knotenpunkt 2 wird der verbleibende Strom erneut halbiert und es fließt im Querwiderstand 2R nur noch $U_r/4R$. Diese Stromhalbierung setzt sich bis zum n-ten Knotenpunkt fort und es ergibt sich am Verstärkerausgang ein Summenstrom, der dem binärcodierten digitalen Eingangssignal proportional ist. Die Ausgangsspannung U_a des Umsetzers berechnet sich demnach zu

$$U_a = U_r \frac{R_g}{R} (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + \ldots + a_n 2^{-n}).$$

Realistische Werte für die Kettenleiter-Widerstände liegen bei R = 100 kΩ. Es können dann Einwiderstände der Schalter von bis zu 100 Ω zugelassen werden.

e) Andere Umsetzer mit Widerstands-Kettenleiter

Neben den Widerstands-Kettenleitern, die zur DA-Umsetzung mit nur einer Referenzspannungsquelle arbei-

ten, sind andere Ausführungsformen denkbar. Die in Serie um Querwiderstand gelegenen Spannungsquellen müssen nämlich nicht gleich sein. Eine Bewertung kann auf Grund der Größe der Spannungsquellen erfolgen.

Eine andere Ausführungsform von DAU mit Widerstands-Kettenleiter verwendet Stromquellen. Die Einspeisung erfolgt dann an den n Knotenpunkten.

Schließlich ist auch ein kombinierter Umsetzer möglich. An jedem Knotenpunkt können nämlich außerdem bewertete Ströme summiert werden. Auf diese Weise ist eine Einsparung von Präzisionswiderständen möglich.

Zusammen mit der Möglichkeit der ungleich ausgeführten Dämpfungsglieder lassen sich DAU für die unterschiedlichsten Anwendungsfälle konstruieren. So können Umsetzer für verschieden codierte digitale Eingangssignale aufgebaut werden. Außerdem lassen sich durch geeignete Dimensionierung definierte nichtlineare Zusammenhänge zwischen der analogen Ausgangsgröße und der digitalen Eingangsgröße herstellen.

2.2.4 Digital-Analog-Umsetzer mit Wechselspannungsausgang

Das genaueste Prinzip zur DA-Umsetzung verwendet einen Transformator, dessen Sekundärwicklungen in geeigneter Weise vom digitalen Eingangssignal geschaltet werden. Nach Bild 23 besitzt der Transformator dieses Umsetzers eine Primärwicklung, die von einer konstanten Wechselspannung U_r gespeist wird. Die Sekundärwicklung ist entsprechend dem verwendeten Code in Teilwicklungen mit bewerteten Windungszahlen unterteilt.

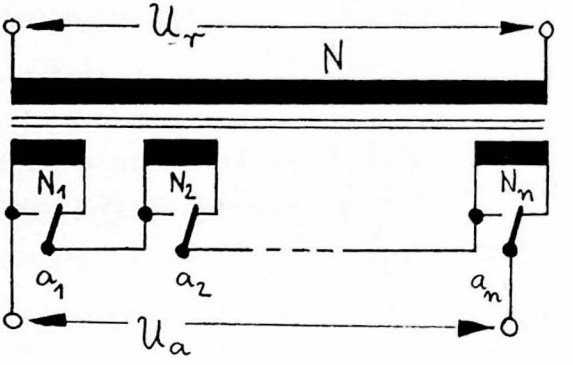


Bild 23

Die Primärwicklung besitzt die Windungszahl N, die Sekundärwicklungen die Windungszahlen N_1, N_2, ... N_n. Abhängig von den Koeffizienten a_1 bis a_n(0 oder 1) des digitalen Eingangssignals tragen die Teilspannungen zur analogen Ausgangsspannung U_a bei.

$$U_a = \frac{U_r}{N} \sum_{i=1}^{n} a_i N_i = \frac{U_r}{N} (a_1 N_1 + a_2 N_2 + \ldots + a_n N_n).$$

Die kleinstmögliche Sekundärwindungszahl beträgt $N_n=1$. Bei reinem Binärcode und n-stelligem Eingangssignal beträgt die Windungszahl $N_1 = 2^{n-1}$ und die Summe $\sum a_i N_i = 2^n-1$. Die anderen Sekundärwindungszahlen sind dann gemäß $N_i = 2\,N_{i+1}$ gestuft.

Bei niedrigen Umsetzgeschwindigkeiten können als Schalter Reedkontakte eingesetzt werden, bei hohen Anforderungen an die Schaltzeiten nur elektronische Schalter. Ähnlich wie bei der Spannungssummierung über ohmsche Spannungsteiler müssen jedoch die Schalter an schwimmendem Potential betrieben werden. FET- oder MOSFET-Schalter können deshalb nicht eingesetzt werden. Man verwendet bipolare Transistoren als Schalter. Die von den Restspannungen herrührenden Nullpunktverschiebungen sind unwesentlich, da nur der Wechselanteil der Ausgangsgröße interessiert.

2.3 Serielle Digital-Analog-Umsetzer [27]

Oft wird die hohe Umsetzgeschwindigkeit paralleler DAU nicht ausgenützt oder das Eingangssignal ist in serieller Form gegeben. In diesen Fällen erweisen sich die weniger aufwendigen seriellen DAU als zweckmäßig.

2.3.1 Prinzip der seriellen Digital-Analog-Umsetzung

Allen seriellen DAU liegt das in Bild 24 angegebene Funktionsprinzip zugrunde. Die Koeffizienten a_i des seriellen digitalen Eingangssignals D_s steuern zeitlich nacheinander den Umsetzer während der verschiedenen Taktperioden T_i.

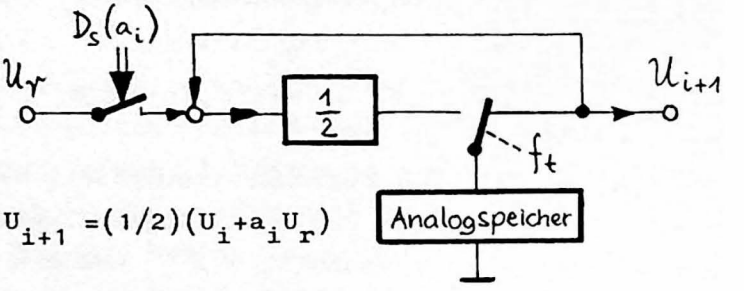


Bild 24

Beträgt der Koeffizient a_i des seriellen Eingangssignals zur Taktperiode T_i gleich 1, so wird zu der auf einem Kondensator gespeicherten Spannung U_i die Referenzspannung U_r addiert und die Gesamtspannung durch 2 geteilt.

Liegt jedoch während T_i eine logische 0 an, so wird die Spannung U_i nur durch 2 geteilt. Die erhaltene Spannung U_{i+1} wird in einen Analogspeicher eingeschrieben. Während der nächsten Taktperiode wiederholt sich der beschriebene Vorgang.

Die Spannung U_{i+1} ergibt sich also aus der Spannung U_i gemäß folgender Beziehung

$$U_{i+1} = \frac{1}{2} (U_i + a_i U_r), \qquad i = 1, 2, \ldots n .$$

Der Koeffizient a_i ist 0 oder 1 entsprechend der logischen 0 oder 1 während der Taktperiode T_i. Nach Ablauf des umzusetzenden Eingangssignals D_s liegt am Analogspeicher die Ausgangsspannung $U_a = U_{n+1}$, die dem digitalen Signal D_s proportional ist.

$$U_a = U_{n+1} = U_r (a_n 2^{-1} + a_{n-1} 2^{-2} + \ldots + a_1 2^{-n}).$$

Vor Beginn der Umsetzung wird der Analogspeicher auf die Spannung $U_1=0$ gesetzt. Die Stelle a_1 mit der kleinsten Stellenwertigkeit läuft zuerst, die Stelle a_n mit der größten Stellenwertigkeit zuletzt in den Umsetzer ein.

Die nach Ablauf des Eingangssignals am Analogspeicher liegende Ausgangsspannung U_a steht nur kurzzeitig zur Verfügung. Es muß deshalb ein weiterer Analogspeicher folgen, der das analoge Signal abtastet und übernimmt (sample and hold).

Serielle DAU arbeiten gewöhnlich mit der Taktfrequenz f_t des Eingangssignals und sind für Multiplex-Anwendungen gut geeignet. Für einen n-bit Umsetzer und m Meßstellen wird bei der seriellen Umsetzung nur ein 1-poliger m-Stellungsschalter benötigt, während bei der parallelen Umsetzung ein n-poliger m-Stellungsschalter eingesetzt werden müßte.

2.3.2 Digital-Analog-Umsetzer nach Shannon-Rack

Relativ einfach aufgebaut ist der Umsetzer nach Shannon-Rack. Seine Funktionsweise beruht auf dem bereits beschriebenen Prinzip.

Ist das serielle Eingangssignal D_s gerade gleich 1, so wird während der ersten Hälfte dieser Taktperiode der Kondensator C mit konstantem Strom I_k auf eine um die Referenzspannung U_r erhöhte Spannung $U_i + U_r$ aufgeladen. Während der zweiten Hälfte jeder Taktperiode wird der Kondensator C dann über den Widerstand R auf die halbe Spannung $(U_i + U_r)/2$ entladen (Bild 25).

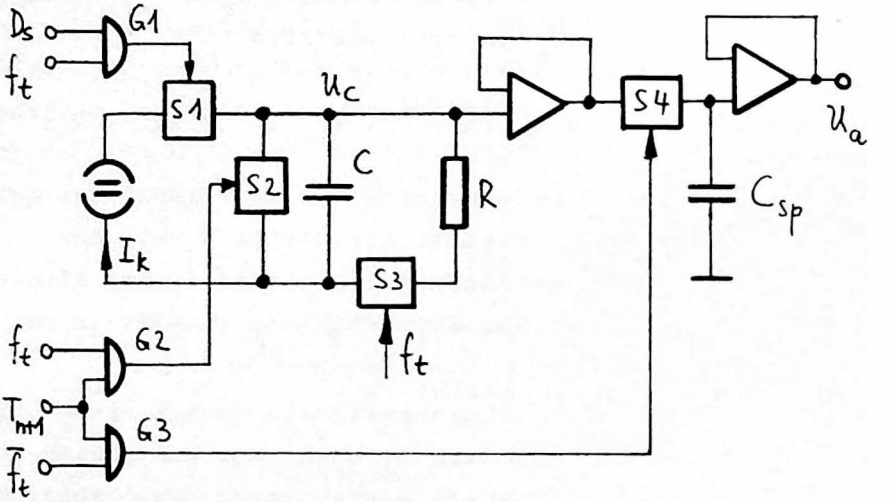


Bild 25

Ist der Koeffizient a_i des Eingangssignals D_s jedoch während einer Taktperiode gleich 0, so wird der Kondensator nicht geladen, da das Gatter G1 sperrt. Trotzdem erfolgt während der zweiten Hälfte der Taktperiode die Entladung über den Widerstand R auf den halben Wert.

Die Aufladung des Kondensators C während der Zeit Δt mit dem konstanten Strom I_k auf die um $\Delta U = U_r$ erhöhte Spannung unterliegt folgender Beziehung:

$$\Delta U = U_r = \frac{1}{C} \int_0^{\Delta t} i(t)\, dt = \frac{1}{C} I_k \Delta t .$$

Aus der Bedingung für die exponentielle Entladung mit der Zeitkonstanten $\tau = R\,C$ auf den halben Betrag des Anfangswertes U_o ergibt sich für die halbe Taktperiode $\Delta t = T/2$ abhängig von der Zeitkonstanten

$$\Delta t = \tau \ln 2, \qquad T = 2\,R\,C \cdot \ln 2 = 1{,}386 \cdot R\,C.$$

Die Taktperiode T muß also das 1,386-fache der Zeitkonstanten R C betragen, damit eine exakte Spannungshalbierung erreicht wird. Es ist nun leicht einzusehen, daß dieser Umsetzer nur für vergleichsweise kleine Temperaturbereiche und geringe Ansprüche an die statische Genauigkeit zufriedenstellend arbeitet. Die Temperaturabhängigkeit der Kapazität des Kondensators verursacht vorwiegend den Umsetzungsfehler.

Am Beispiel des seriellen binärcodierten Eingangssignals D_s = 1 01 11 (23) soll die Funktion des Umsetzers am Ablaufdiagramm nach Bild 26 gezeigt werden.

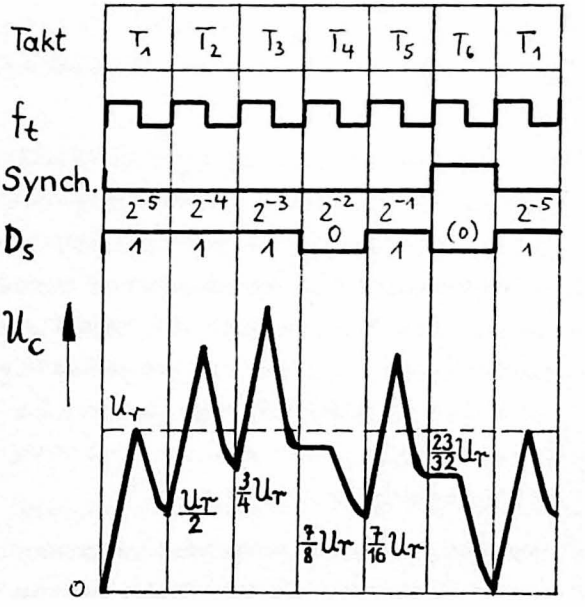


Bild 26

Das Eingangssignal D_s besteht aus 5 Binärstellen. Das Ablaufdiagramm enthält die Taktfrequenz f_t, den Synchronisationsimpuls, das Eingangssignal D_s und den Verlauf der Spannung U_C am Kondensator.

Da die Stelle mit der kleinsten Stellenwertigkeit 2^{-5} eine logische 1 ist, wird während der ersten Hälfte der Taktperiode T_1 der Kondensator auf U_r aufgeladen und während der zweiten Hälfte auf $U_r/2$ entladen. Da auch die zweite Stelle (2^{-4}) eine 1 trägt, wird während der ersten Hälfte der Taktperiode T_2 der Kondensator von $U_r/2$ auf $3U_r/2$ aufgeladen und während der zweiten Hälfte auf $3U_r/4$ entladen. Die Eins an der dritten Binärstelle bewirkt in ähnlicher Weise eine Aufladung von $3U_r/4$ auf $7U_r/4$ und eine Entladung auf $7U_r/8$. Die Stelle mit der Stellenwertigkeit 2^{-2} ist Null. Die Spannung U_C bleibt deshalb während der ersten Hälfte der Taktperiode T_4 konstant und wird während der zweiten Hälfte auf den halben Betrag $7\ U_r/16$ erniedrigt. Die Eins an der Stelle mit der Wertigkeit 2^{-1} bewirkt eine Aufladung von $7\ U_r/16$ auf $23\ U_r/16$ in der ersten Hälfte der 5. Taktperiode und schließlich eine Entladung auf $23\ U_r/32$ in der zweiten Hälfte.

Die Ausgangsspannung U_a ist gleich der Spannung U_C während der ersten Hälfte der 6.Taktperiode und der Eingangsgröße D_s proportional. Am Ende jeder Taktperiode kann die Kondensatorspannung U_C durch ein rationales Vielfaches der Spannung U_r ausgedrückt werden. Der Zähler des Bruches ist dabei der Dezimalwert des bis zu diesem Zeitpunkt eingeschriebenen Binärsignals, der Nenner ist die Zweierpotenz der entsprechenden Stelle.

Der Schalter S1 schaltet während der ersten Hälfte jeder Taktperiode den konstanten Strom zur Kapazi-

tät durch, wenn das Signal eine logische 1 ist. Der Schalter S2 entlädt die Kapazität während der Rückstellperiode $T_{n+1} = T_6$. Während der zweiten Hälfte jeder Taktperiode verbindet der Schalter S3 den Entladewiderstand R mit der Kapazität C. Schließlich verbindet S4 den Verstärkerausgang während der ersten Hälfte der Rückstellperiode mit der Speicherkapazität C_{sp}. Der Schalter S4 stellt zusammen mit der Speicherkapazität C_{sp} und dem zweiten Impedanzwandler einen Abtast- und Haltekreis dar.

Die statische Genauigkeit des Umsetzers ist durch die Konstanz der Kapazität C begrenzt. Fehler unter 10^{-3} sind mit diesem Verfahren kaum erreichbar; der Vorteil liegt im einfachen Aufbau.

Die Umsetzgeschwindigkeit hängt von den Schaltzeiten der Analogschalter ab, die unter 1 µs liegen. Für genügend kleine Schaltfehler ist also höchstens eine Taktfrequenz von 10 kHz zulässig. Das bedeutet eine Umsetzzeit von ca. 1 ms für eine 10-bit-Umsetzung.

2.3.3 Digital-Analog-Umsetzer mit Abtast- und Haltekreisen

Eine andere Ausführungsform eines seriellen DAU besteht aus Abtast- und Haltekreisen, deren Funktionen ähnlich sind. Ist einer der im Verstärkereingang liegenden Schalter geschlossen, so wird die entsprechende Kapazität aufgeladen. Beim Öffnen des Schalters bleibt die Spannung am Ausgang des Abtast- und Haltekreises konstant. Bild 27 zeigt das Prinzip dieses Umsetzers.

Der erste Abtast- und Haltekreis addiert die Referenzspannung U_r und die Ausgangsspannung U_2 des zweiten Abtast- und Haltekreises und halbiert die Summe.

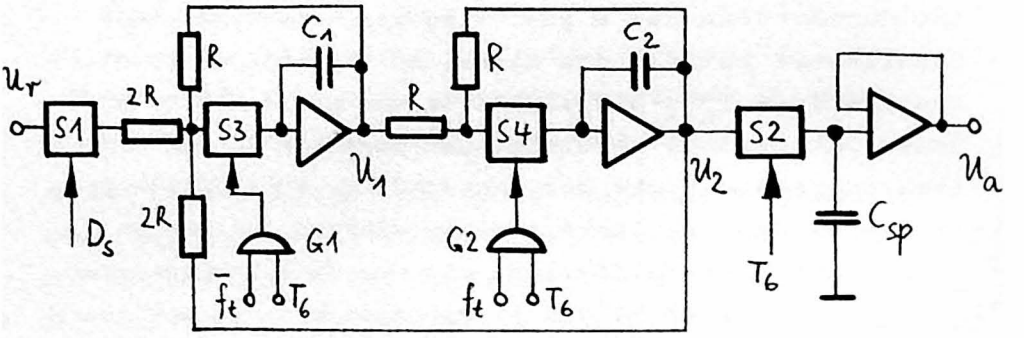


Bild 27

Der zweite Abtast- und Haltekreis erhält als Eingangssignal die Ausgangsspannung U_1 des ersten Kreises. Da die Verstärkung des zweiten Kreises gleich 1 ist, sind die Spannungen U_1 und U_2 gleich. Die Ausgangsspannung U_2 wird auf den Eingang des ersten Kreises zurückgeführt. Die Schalter S3 und S4 arbeiten gegenphasig. Deshalb bleibt U_2 konstant, wenn U_1 sich ändert, und umgekehrt.

Das Eingangssignal D_s betreibt direkt den Schalter S1. Steht in der i-ten Stelle des Eingangssignals D_s eine Eins, so liegt während der Taktperiode T_i am Eingang des ersten Abtast- und Haltekreises die Summe aus Referenzspannung U_r und Spannung U_2.

Da der Schalter S3 während der ersten Hälfte der Taktperiode T_i geschlossen ist, ändert sich die Ausgangsspannung U_1 des ersten Kreises exponentiell mit der Zeitkonstanten R C auf den eingeschwungenen Wert

$$U_1 = (U_2 + U_r)/2 .$$

Widerstand R und Kapazität C sind dabei die Bauelemente im Gegenkopplungszweig des Operationsverstärkers. Während der zweiten Hälfte der Taktperiode T_i wird die Spannung U_1 vom zweiten Abtast- und Haltekreis übernommen. Der Schalter S4 ist dabei geschlossen.

Der weitere Ablauf erfolgt entsprechend dem Prinzip der seriellen DA-Umsetzung. Zur Spannung U_1 wird die Referenzspannung U_r addiert, wenn am Eingang gerade eine Eins anliegt, und die Summe durch zwei geteilt. Liegt jedoch am Eingang gerade eine Null an, so wird nur die Spannung U_1 durch zwei geteilt.

Die Ausgangsspannung U_a wird so dem Eingangssignal D_s proportional. Wieder am Beispiel des seriellen Eingangssignals D_s = 1 01 11 (23) soll die Funktionsweise des Umsetzers gezeigt werden. Das Ablaufdiagramm nach Bild 28 zeigt die Taktfrequenz f_t, den Synchronisationsimpuls, das digitale Eingangssignal D_s und die Spannungen U_1 und U_2 der Ausgänge der Abtast- und Haltekreise.

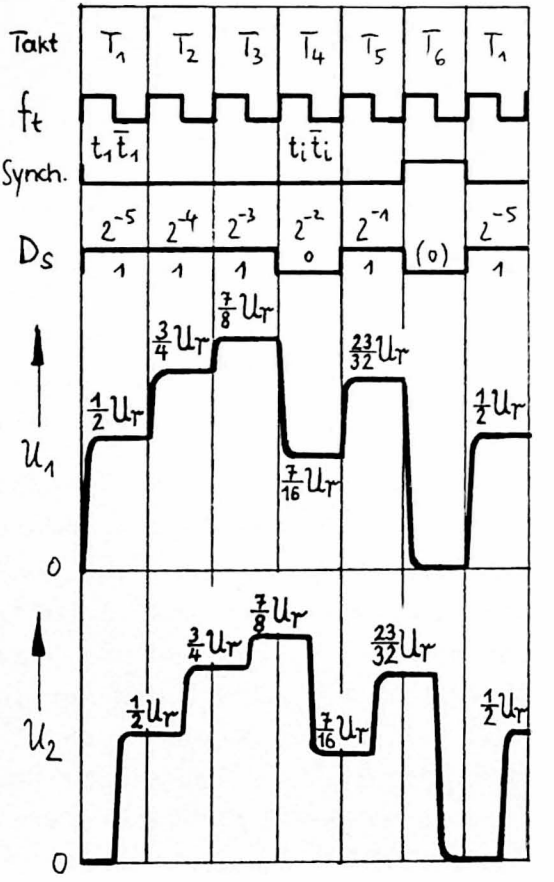


Bild 28

Jede Taktperiode ist in zwei Hälften unterteilt, die durch die Zeiten t_i und $\bar{t}_i$ gekennzeichnet sind. Der Rückstellimpuls erscheint nur während der letzten Taktperiode T_6. Die notwenige Einspeicherzeit für die Kapazitäten in den Abtast- und Haltekreisen ist klein gegen die Taktperiode T_i. Um die Kondensatoren bis auf weniger als 10^{-3} auf die anliegende Spannung aufzuladen, muß die Taktperiode mindestens 7-mal so groß als die Zeitkonstante R C sein. Allgemein berechnet sich die Zeit t für die Aufladung bis auf weniger als 10^{-r} der anliegenden Spannung zu

$$t = r \cdot \tau \cdot \ln 10 = 2{,}3\ r\ \tau.$$

Bei einer Taktperiode von 10 µs ergibt sich eine Zeitkonstante von etwa 1 µs. Es werden dann höchste Anforderungen an die Anstiegszeit des Operationsverstärkers (etwa 10 V/µs) gestellt. Mit R = 10 kΩ und C = 100 pF (RC = 1 µs) ist die Kapazität bereits relativ klein und die Schalterkapazitäten S3 und S4 beeinflussen die Genauigkeit. Es erscheint deshalb vernünftig, die Abtast- und Haltekreise mit R = 10 kΩ und C = 1 nF (RC = 10 µs) zu dimensionieren. Die Taktperiode muß dann etwa 100 µs und entsprechend die Taktfrequenz etwa 10 kHz betragen.

Ein wesentlicher Vorteil gegenüber dem DAU nach Shannon-Rack besteht darin, daß die Genauigkeit nicht vom absoluten Wert und der Konstanz der Kapazität C abhängt. Auch die Schaltzeiten der Analogschalter sind unkritisch und begrenzen die Umsetzungsgeschwindigkeit nicht. Die erreichbare Genauigkeit liegt bei besser als 10^{-3} der Eingangsspanne. Bei einer Taktfrequenz von 10 kHz beträgt bei einem 10-bit-Umsetzer die gesamte Umsetzungszeit 1 ms.

2.3.4 Zyklischer Digital-Analog-Umsetzer

Der zyklische DAU arbeitet ebenfalls seriell, vermeidet aber alle Nachteile des Shannon-Rack-Umsetzers. Gegenüber dem Umsetzer mit Abtast- und Haltekreisen benötigt er nur zwei Verstärker und weniger Präzisionswiderstände, dafür aber eine größere Anzahl von Analogschaltern. Mit dem zyklischen Umsetzer sind wesentlich kleinere Umsetzzeiten als beim DAU mit Abtast- und Haltekreisen erreichbar. Das Prinzip des zyklischen DAU ist in Bild 29 dargestellt.

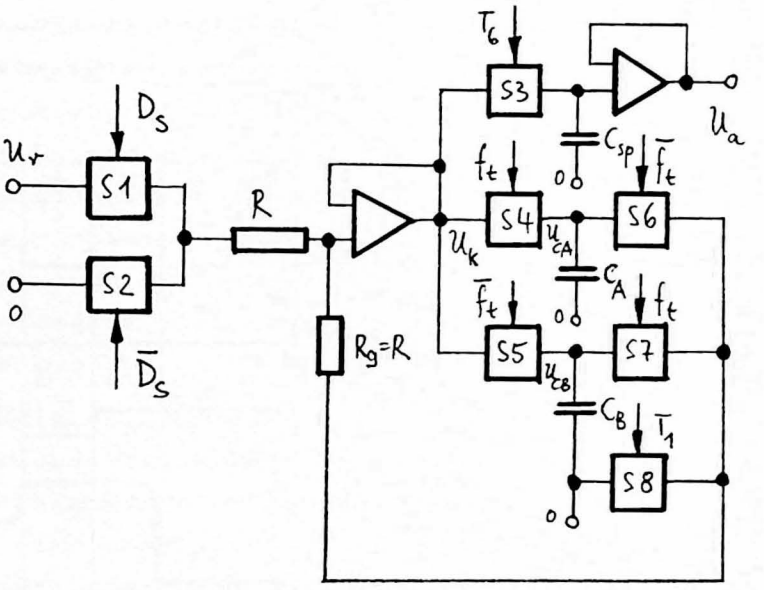


Bild 29

Die beiden Schalter S1 und S2 legen entweder die Referenzspannung U_r oder 0-Potential an den Verstärkereingang. Mit den drei Schaltern S3, S4 und S5 wird der Verstärkerausgang mit den Speicherkapazitäten C_A, C_B und C_{sp} verbunden. Die Schalter S6, S7 und S8 dienen zur Rückführung der Spannungen an C_A, C_B oder 0-Potential auf den Eingang des Verstärkers. Der Verstärker wird als Impedanzwandler betrieben und besitzt die Verstärkung 0,5.

Sind die Schalter S1 und S8 geschlossen, so beträgt die Ausgangsspannung des Verstärkers $U_K = U_r/2$. Sind jedoch die Schalter S1 und S6 ein, dann ergibt sich $U_K = (U_r + U_{CA})$. Beträgt das serielle Eingangssignal D_s gerade Eins, so ist Schalter S1 ein. Schalter S2 ist eingeschaltet, wenn eine logische Null anliegt. Die Schalter S3, S4 und S5 werden von SGS (Stelle mit der größten Stellenwertigkeit), der Taktfrequenz f_t und der invertierten Taktfrequenz $\bar{f}_t$ gesteuert. Die Schalter S6, S7 und S8 in der Rückführung werden durch f_t, $\bar{f}_t$ und die Taktperiode T_1 ausgelöst. Das Ablaufdiagramm in Bild 30 veranschaulicht die Funktion des zyklischen DAU. Als Eingangssignal wurde wieder D_s = 01 01 11 (23) gewählt.

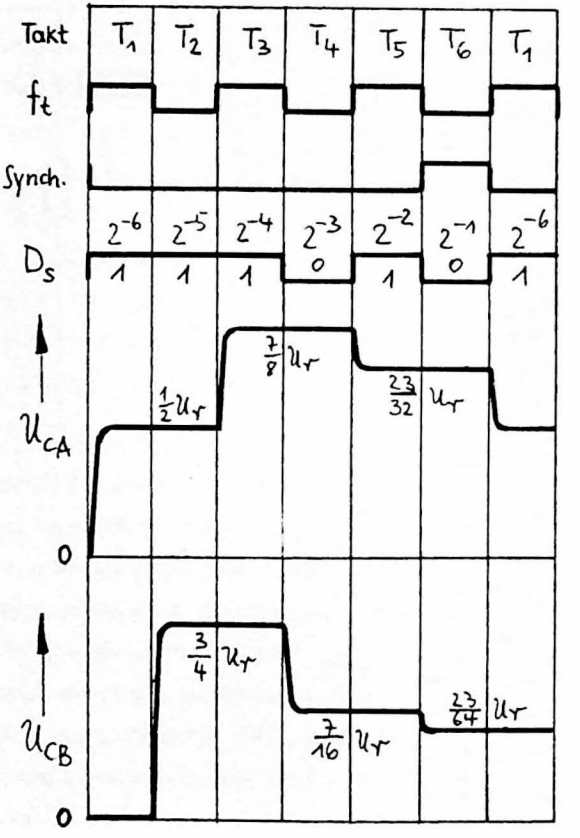


Bild 30

Der Kondensator C_A wird während der ungeraden Taktperioden über Schalter S4, Kondensator C_B während der geraden Taktperioden über S5 geladen.

Während der ersten Taktperiode liegt eine logische Eins an und es wird über S1 und S8 die Referenzspannung U_r und 0-Potential an den Verstärkereingang gelegt. Schalter S4 verbindet U_K mit C_A, Schalter S7 führt U_{CB} auf den Eingang zurück. Da aber S8 geschlossen ist, wird C_B sofort entladen und U_K wird dann gleich $U_r/2$ und lädt C_A auf diesen Wert auf.

Während der Taktperiode T_2 liegt ebenfalls eine logische Eins an, es wird über die Schalter S1 und S6 die Referenzspannung U_r und $U_r/2$ am Verstärkereingang wirksam. Schalter S5 verbindet U_K mit C_B; die Spannung U_K wird 3/4 U_r und C_B auf diesen Wert geladen. Während der letzten Taktperiode T_6 wird die Ausgangsspannung U_K des Verstärkers über Schalter S3 in die Speicherkapazität C_{sp} eingeschrieben. Über einen Pufferspeicher ergibt sich dann ein kontinuierliches, belastbares Signal.

Für die statische Genauigkeit ist vorwiegend der Nullpunktfehler des Verstärkers und das Verhältnis der Präzisionswiderstände maßgebend. Die Kapazitäten C_A, C_B und C_{sp} sind unkritisch. Sie bestimmen die Zeitkonstante des Lade- bzw. Entladevorgangs. Um Ladungsverluste zu vermeiden, sollen jedoch diese Kapazitäten groß gegen die Eingangskapazität des Verstärkers und die Schaltungskapazitäten sein.

Die Umsetzgeschwindigkeit ist durch die Anstiegszeit des Verstärkers begrenzt. Die Schaltzeiten der Analogschalter brauchen lediglich kleiner als etwa 1 µs zu sein. Gegenüber dem Umsetzer mit Abtast- und Haltekreisen ergibt sich eine um den Faktor 20 verkleinerte Umsetzzeit. Der Faktor 2 resultiert aus der halbier-

ten Taktperiode. Der Faktor 10 entsteht durch die Ladung der Speicherkapazitäten über die Einwiderstände der Analogschalter, die nur etwa 1/10 des Ausgangswiderstandes des Abtast- und Halteverstärkers betragen.

Bei sorgfältiger Dimensionierung lassen sich bei einer Taktfrequenz von 100 kHz Genauigkeiten von $5 \cdot 10^{-4}$ erzielen. Für einen 12-bit-Umsetzer beträgt die Umsetzzeit dann 60 µs.

2.3.5 Digital-Analog-Umsetzer mit Ladungshalbierung

Der DAU mit Ladungshalbierung ist ähnlich wie der DAU nach Shannon-Rack aufgebaut, vermeidet aber dessen Schwierigkeiten. Der Umsetzung liegt ein sehr einfaches Prinzip zugrunde.

Schaltet man einen geladenen Kondensator parallel zu einem ungeladenen, so fließt so lange Ladung in den ungeladenen Kondensator, bis die Spannungen an den Kondensatoren einander gleich sind. Ist die Kapazität der beiden Kondensatoren gleich groß, so befindet sich auf jedem Kondensator genau die Hälfte der ursprünglichen Ladung. Bild 31 zeigt das Prinzip des Umsetzers mit Ladungshalbierung.

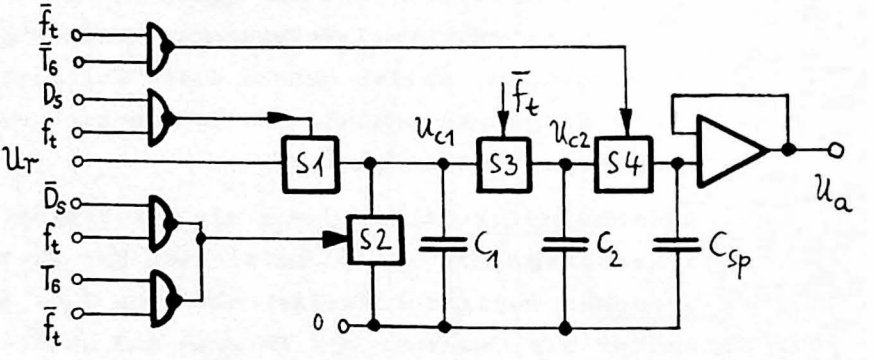


Bild 31

Die beiden Schalter S1 und S2 laden C_1 auf U_r auf oder entladen C_1 auf 0-Potential. Schalter S3 verbindet C_2 mit C_1 und bewirkt dadurch die Ladungshalbierung. Mit Schalter S4 wird nach der Umsetzung die Ladung von C_2 auf die Speicherkapazität C_{sp} übertragen. Schalter S4, Kapazität C_{sp} und der Pufferverstärker bilden einen Abtast- und Haltekreis.

Die Schalter S1 oder S2 sind wechselweise während der ersten oder der zweiten Hälfte jeder Taktperiode T_i geöffnet oder geschlossen. Schalter S3 ist während der ersten Hälfte von T_i immer aus und während der zweiten Hälfte ein. Schalter S1 wird vom Eingangssignal D_s, verknüpft mit der Taktfrequenz f_t, gesteuert.

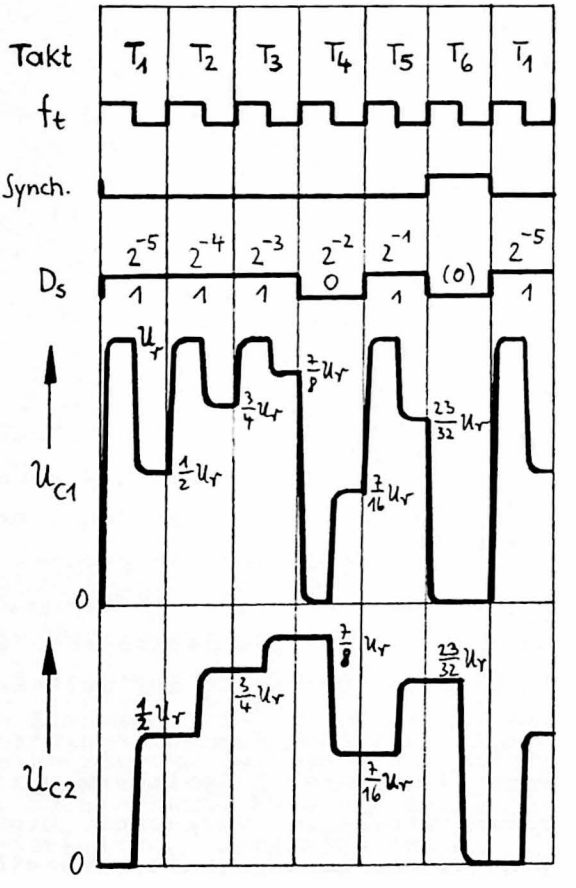


Bild 32

Schalter S2 wird von den Signalen $\bar{D}_s$ und f_t betrieben. S3 liegt direkt am invertierten Takt $\bar{f}_t$. Aus dem Ablaufdiagramm nach Bild 32 kann die Funktion des Umsetzers ersehen werden.

Stellt das Eingangssignal D_s während der ersten Taktperiode T_1 eine logische Eins dar, so ist der Schalter S1 während der ersten Halbperiode geschlossen und der Kondensator C_1 wird auf U_r aufgeladen. Während der zweiten Halbperiode von T_1 wird S3 geschlossen und C_2 wird auf $U_r/2$ geladen bzw. C_1 auf $U_r/2$ entladen (Ladungshalbierung!).

Während der ersten Hälfte der folgenden Taktperioden wird C_1 immer auf U_r aufgeladen, wenn das Eingangssignal gerade 1 zeigt, und auf Null entladen, wenn das Eingangssignal D_s gerade eine Null darstellt. Während der zweiten Hälften der Taktperioden erfolgt die Ladungshalbierung. Wie sich leicht zeigen läßt, ist die Spannung nach der Parallelschaltung der Kondensatoren C_1 und C_2 ($C_1 = C_2$!) gleich dem arithmetischen Mittelwert der Spannungen U_{C1} und U_{C2} vor der Parallelschaltung.

$$Q = Q_1 + Q_2 = C\,U_1 + C\,U_2 = 2\,C\,U_{ges}\,.$$

Im Beispiel erfolgt in der 6.Taktperiode die Abfrage des analogen Signals und die Rücksetzung der kapazitiven Speicher. Über den Schalter S4 wird während der ersten Hälfte dieser Taktperiode die Speicherkapazität C_{sp} auf U_{C2} aufgeladen. Während der zweiten Hälfte werden über die geschlossenen Schalter S2 und S3 die Kapazitäten C_1 und C_2 auf Null entladen.

Der DAU mit Ladungshalbierung ist aus 4 Analogschaltern, 4 Gattern, 3 Speicherkapazitäten und einem Operationsverstärker aufgebaut. Die Größe des Einwiderstandes der Analogschalter bestimmt lediglich die

Zeitkonstante der Kondensatorladungen. Für $C_1=C_2=1$ nF und $R_{ein}=1$ kΩ ergibt sich eine Zeitkonstante von 1 µs. Wegen der statischen Genauigkeit muß eine halbe Taktperiode etwa 10 Zeitkonstanten betragen. Damit errechnet sich eine maximale Taktfrequenz von etwa 50 kHz und eine Umsetzzeit von 260 µs für einen 12-bit-Umsetzer.

Die Kapazitäten C_1, C_2 und C_{sp} dürfen innerhalb des Betriebstemperaturbereiches nur um weniger als $5 \cdot 10^{-4}$ voneinander abweichen. Der absolute Wert ist unkritisch; für eine exakte Ladungshalbierung ist nur die Gleichheit der Kapazitäten von Bedeutung.

2.4 Digital-Analog-Umsetzer mit Zwischengröße

Während die bisher behandelten parallelen und seriellen DAU das digitale Eingangssignal direkt in ein analoges Ausgangssignal umsetzen, wird bei den folgenden indirekten Umsetzern das Eingangssignal zunächst in eine Zwischengröße umgeformt, die dann in eine analoge Spannung gewandelt wird. Dieser Umweg der DA-Umsetzung erspart Bauelemente, im besonderen Widerstände und Analogschalter, auf Kosten der Umsetzgeschwindigkeit. DAU mit Zwischengröße sind also dann vorteilhaft, wenn niedrige Umsetzgeschwindigkeiten zulässig sind.

2.4.1 Prinzip der Umsetzung mit Zwischengröße

Die Umsetzung über eine Zwischengröße ist deshalb besonders günstig, weil sowohl die Zwischengröße einfach aus dem digitalen Eingangssignal gewonnen werden kann, aber auch die Zwischengröße bequem in ein analoges Signal umgeformt werden kann. Nachteilig ist die ungenügende Verfügbarkeit des Ausgangssignals,

das nicht unmittelbar abgefragt werden kann, sondern durch eine Mittelwertbildung gewonnen wird.

Im wesentlichen können zwei Arten von Umsetzern mit Zwischengröße unterschieden werden, nämlich Umsetzer mit Zeit oder Frequenz als Zwischengröße. Die einen setzen das digitale Signal in eine Impulslänge, die anderen in eine Impulsfrequenz um. Nach Bild 33 wird bei beiden Umsetzern zuerst im digitalen Schaltungsteil die Zwischengröße gebildet und dann im analogen Schaltungsteil die Zwischengröße in eine Gleichspannung umgeformt.

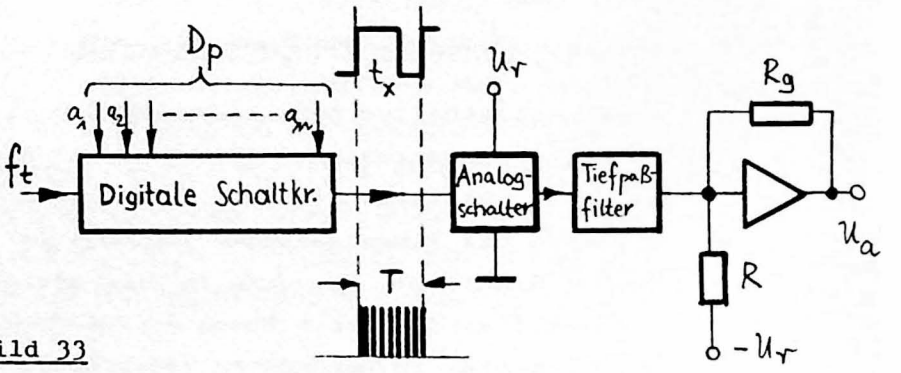


Bild 33

Der analoge Teil der Schaltung ist bei beiden Prinzipien gleich. Mit dem Analogschalter werden die impulsfrequenz- oder impulsbreitenmodulierten Signale in Rechteckspannungen bestimmter Amplitude umgeformt. Das Tiefpaßfilter bildet den Mittelwert (Gleichanteil) dieser Impulse. Da die Impulshöhe konstant ist, ist die resultierende Gleichspannung bei Impulsbreitenmodulation der Impulsdauer und bei Impulsfrequenzmodulation der Impulsrate proportional.

Die Umsetzung auf die Zwischengröße und die Filterung des Signals geht vergleichsweise langsam vor sich.

Bei 1 MHz Taktfrequenz und einem 12-stelligen Eingangssignal kann die Wiederholungsfrequenz nur etwa 250 Hz betragen, d.h. es sind wegen der inkrementalen Verarbeitung des Eingangssignals nur 250 Umsetzungen pro Sekunde auf die Zwischengröße möglich. Um eine kontinuierliche analoge Ausgangsspannung U_a zu erhalten, muß außerdem die Zeitkonstante des Tiefpaßfilters wesentlich höher als die Wiederholungsperiode T liegen. Die höchste zulässige Frequenz, die durch ein solches Filter übertragen werden kann, ist deshalb bedeutend niedriger als die Wiederholungsfrequenz. Bei mindestens 100 Abtastungen jeder Periode des Eingangssignals beträgt demnach die höchste Meßfrequenz 2,5 Hz.

Trotz dieser niedrigen Umsetzgeschwindigkeit bestehen viele Anwendungsmöglichkeiten für DAU mit Zwischengröße. Viele Eingangssignale ändern sich nämlich nur mit einer Frequenz von weniger als 1 Hz. Eine erhöhte Umsetzgeschwindigkeit kann durch erhöhte Taktfrequenz, durch geringere Quantisierung des Eingangssignals und schließlich auch durch Umsetzer mit vergrößertem Aufwand erreicht werden.

Eine bipolare Meßwertumsetzung ist durch die Verwendung eines Codes mit Nullpunktunterdrückung möglich. Eine dadurch verursachte Vorspannung kann am Eingang des Verstärkers (Widerstand R in Bild 33) berücksichtigt werden.

2.4.2 Impulsbreiten—Digital-Analog-Umsetzer

Zur Umsetzung eines digitalen Eingangssignals D_p in eine Impulsbreite t_x wird ein normaler Einrichtungszähler auf die Eingangsgröße D_p voreingestellt und dann durch die Taktfrequenz f_t auf Null heruntergezählt. Die dazu benötigte Zeit t_x ist gleich der Impulsbreite. Nach Bild 34 wird das Eingangssignal

auf die Setzeingänge eines Rückwärtszählers gegeben. Ein Eingabebefehl steuert zu Beginn jeder Wiederholungsperiode die Übernahme des Eingangssignals.

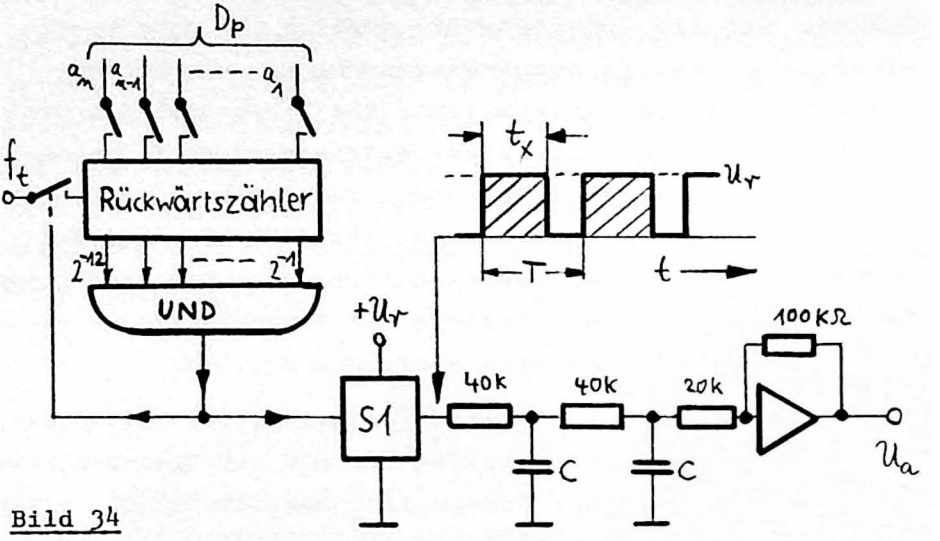


Bild 34

Sobald das Eingangssignal D_p in den Zähler eingeschrieben ist, wird der Schalter S1 geschlossen und über die Taktfrequenz f_t der Zähler zurückgezählt. Beim Erreichen des Zählerstandes Null öffnet der Schalter S1 und die Taktfrequenz wird vom Zählereingang getrennt. Die zum Rückwärtszählen benötigte Zeit ist gleich der Impulsbreite t_x.

Im analogen Teil des Umsetzers wird das impulsbreitenmodulierte Signal in eine proportionale Gleichspannung umgeformt. Dazu muß zuerst die Impulshöhe einen genau definierten Wert erhalten. Dies geschieht mit dem gesteuerten Analogschalter S1, der während der Impulsdauer die Referenzspannung U_r und während der Impulspause Nullpotential an den Filtereingang legt.

Der arithmetische Mittelwert dieser Rechteckspannung ist sowohl der Impulsbreite als auch der Impulshöhe proportional; eine Tatsache, die sonst zur Multipli-

kation zweier Größen verwendet wird. Hier ist die Impulshöhe konstant und deshalb ist der Gleichanteil der Impulsbreite proportional. Mit dem Tiefpaßfilter wird dieser Gleichanteil gebildet. Ist die Zeitkonstante des Filters groß gegenüber der Wiederholungsperiode, so ergibt sich eine Gleichspannung U_a, die proportional mit der Impulsbreite t_x und damit proportional mit dem digitalen Eingangssignal D_p wächst.

Die Grenzfrequenz des Tiefpaßfilters muß wesentlich höher als die höchste Signalfrequenz liegen. Die statische Genauigkeit des Umsetzers ist vorwiegend durch die Eigenschaften des Analogschalters und die Fehler der Widerstände bestimmt. Stimmen jedoch die Widerstände besser als auf 10^{-3} überein, dann ist der Gesamtfehler allein durch die Analogschalter bestimmt.

Erhöhung der Umsetzungsgeschwindigkeit

Durch die Verwendung von zwei Rückwärtszählern mit halbierter Stellenzahl ist eine wesentliche Erhöhung der Umsetzungsgeschwindigkeit möglich. Die Nullogik und der analoge Teil des Umsetzers müssen jetzt doppelt ausgeführt werden. Auf diese Weise ergeben sich zwei Impulsbreiten t_{x1} und t_{x2}, die durch das Herabzählen der beiden Zähler auf Null gegeben sind. Die Ausgangsspannungen der beiden Filter werden entsprechend bewertet und am Eingang des nachfolgenden Operationsverstärkers aufsummiert. Wenn nun eine hohe Umsetzungsgeschwindigkeit erreicht werden soll, so müssen extreme Anforderungen an die Analogschalter gestellt werden. Die Taktfrequenz muß nun bei einem $2 \cdot 6 = 12$-stelligen Zähler von 1 MHz auf 250 kHz erniedrigt werden. Trotzdem ergibt sich noch eine 16-fache Umsetzungsgeschwindigkeit. Es lassen sich mit dieser Ausführungsform etwa 4000 Umsetzungen pro Sekunde erreichen.

2.4.3 Impulsfrequenz–Digital-Analog-Umsetzer

Die Umsetzung des digitalen Eingangssignals in die Zwischengröße Impulsfrequenz erfolgt über einen binären Multiplizierer, der während einer konstanten Zeit eine bestimmte Zahl schmaler Impulse erzeugt. Diese Impulszahl ist dann dem digitalen Eingangssignal D_p proportional.

An die Schaltgeschwindigkeiten werden vergleichsweise höhere Anforderungen gestellt als beim Impulsbreiten-DAU. Deshalb ergeben sich beim Impulsfrequenz-DAU niedrigere Umsetzungsgeschwindigkeiten, und die Anwendung dieses Prinzips der DA-Umsetzung ist nur dann sinnvoll, wenn die Impulsfrequenz in irgend einem anderen Zusammenhang benötigt wird.

Bild 35 zeigt im digitalen Teil des Impulsfrequenz-DAU einen binären Multiplizierer, der als Eingangssignale das parallele binärcodierte Signal D_p und außerdem die differenzierten Ausgangssignale eines Steuerzählers erhält.

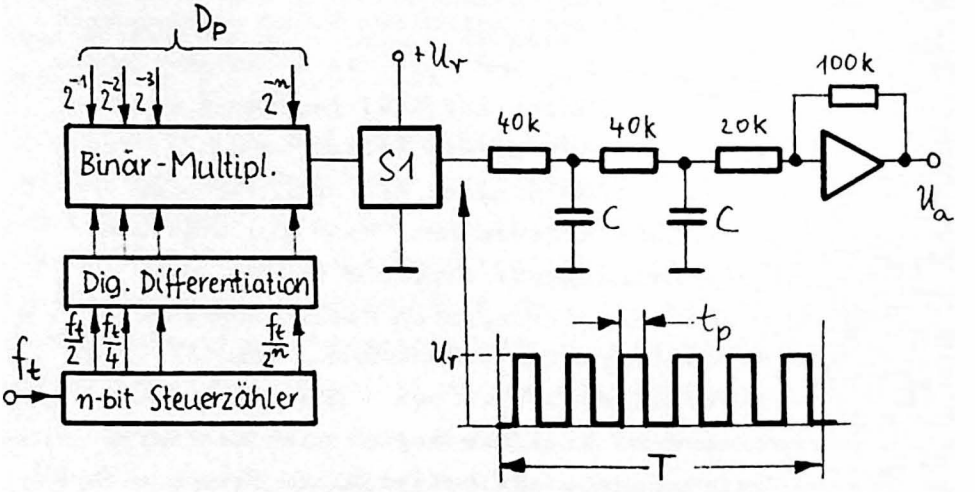


Bild 35

Am Ausgang des Multiplizierers ergibt sich eine Folge schmaler Rechteckimpulse, deren Breite und Höhe konstant sind. Die Zahl dieser Impulse während einer festen Zeit T ist dann dem digitalen Eingangssignal D_p proportional.

Der analoge Teil dieses Umsetzers ist ähnlich wie beim Impulsbreiten-DAU ausgeführt. Die Schaltzeiten der Analogschalter müssen jedoch wesentlich kleiner sein, da während einer Wiederholungsperiode maximal 2^n Impulse während der Zeit T auftreten. Die Umsetzungsgeschwindigkeit ist also bei gegebenen Genauigkeitsanforderungen sowohl durch die Schaltzeiten der Analogschalter als auch durch die Taktfrequenz begrenzt.

Erhöhung der Umsetzungsgeschwindigkeit

Ohne vergrößerten Aufwand kann durch veränderten Aufbau der Schaltkreise die Umsetzungsgeschwindigkeit bedeutend erhöht werden. Ein n= 12-bit-Multiplizierer nach Bild 35 kann, wie in Bild 36 angegeben, in 3 4-bit-Multiplizierer aufgeteilt werden.

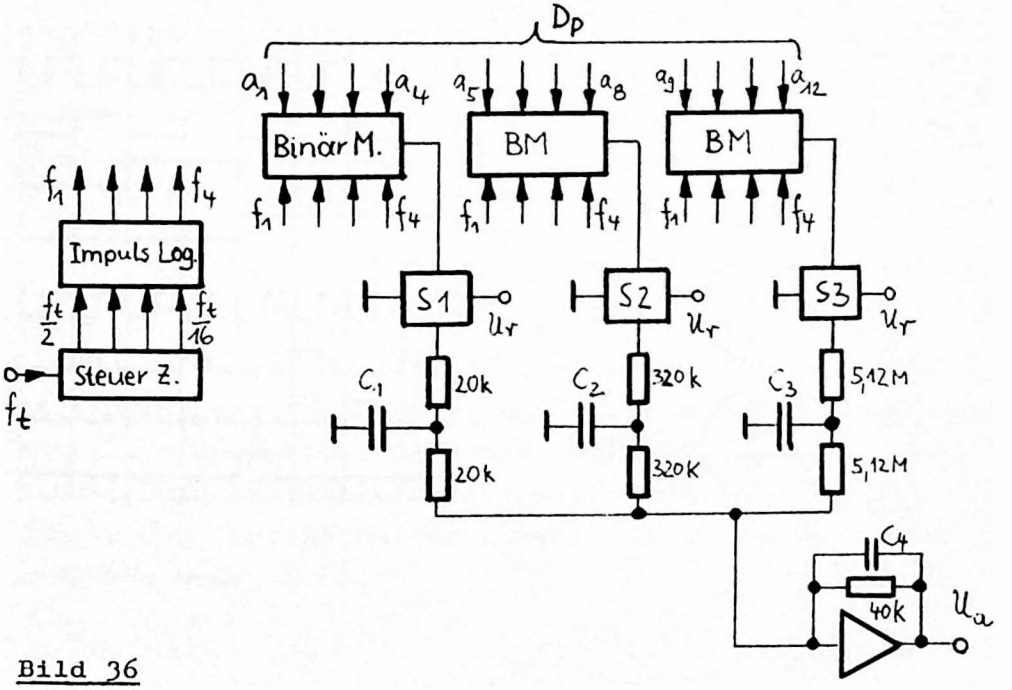


Bild 36

Dadurch werden 8 Stufen des Steuerzählers und alle 12 Differenzierglieder überflüssig. Statt dessen benötigt man nur eine einfache Logik, die vom Zähler die sich nicht überlappenden Impulszüge ableitet.

Jedem der 3 4-bit-Multiplizierer werden die 4 vom Steuerzähler abgeleiteten Frequenzen f_1 bis f_4 und 4 Stellen des Eingangssignals D_p zugeführt. Die 3 Ausgänge der Multiplizierer liefern dann Impulsfrequenzen, die dem Wert der 4 entsprechenden Stellen des Eingangssignals proportional sind. Die Bewertung und Summierung erfolgt in den Tiefpaßfiltern und dem Summierverstärker am Ausgang.

Während einer Wiederholungsperiode beträgt die maximale Impulszahl jetzt nur noch 16. Sie tritt dann auf, wenn alle 4 auf den Multiplizierer geführten Stellen gleich 1 sind. Die Wertigkeiten der 3 Impulsfrequenzsignale verhalten sich im Beispiel wie $1 : 2^4 : 2^8$.

Die Impulslogik nach Bild 37 formt die 4 Ausgänge $f_t/2$ bis $f_t/16$ des Steuerzählers in 4 Impulsfrequenzen f_1 bis f_4 um.

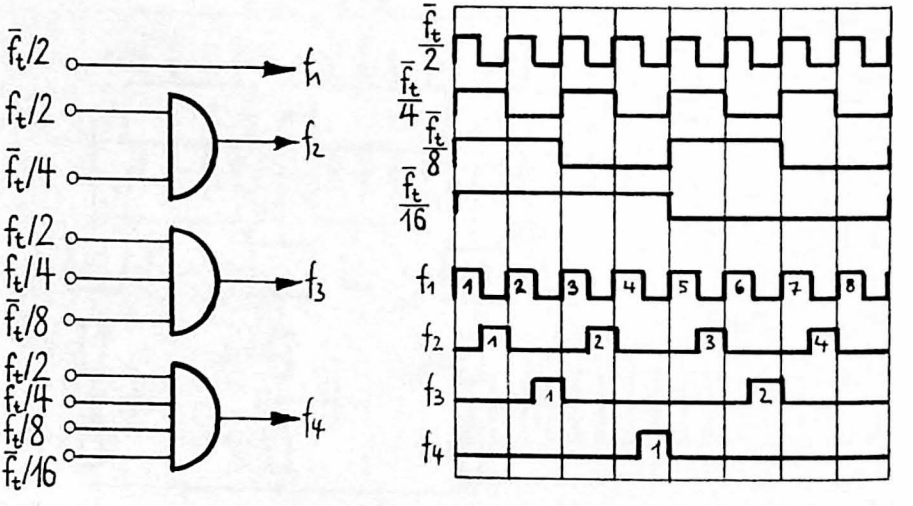


Bild 37

Die Impulsfolgen sind dadurch charakterisiert, daß sich auftretende Impulse zeitlich nicht überlappen. Diese Impulszüge können deshalb später mit einer ODER-Schaltung in eine kontinuierliche Impulsfolge umgeformt werden.

Der 4-bit-Multiplizierer nach Bild 38 besteht aus 5 Gattern, die sich in IC-Technik auf einem Baustein aufbauen lassen.

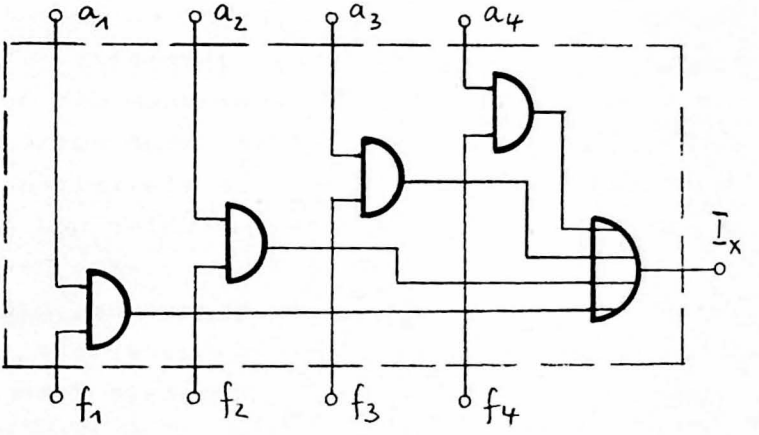


Bild 38

Jeder 4-bit-Multiplizierer verknüpft die höchste Frequenz f_1 mit der Stelle a_1 mit der größten Stellenwertigkeit, die zweithöchste Frequenz f_2 mit der Stelle a_2 mit der zweitgrößten Stellenwertigkeit usw. Die Ausgänge der UND-Gatter werden dann in einem ODER-Gatter zusammengefaßt und ergeben den Impulszug I_x, der folgendermaßen beschrieben werden kann:

$$I_x = a_1 f_1 + a_2 f_2 + a_3 f_3 + a_4 f_4 .$$

Jedes der 3 Tiefpaßfilter im analogen Teil der Schaltung besteht aus zwei Teilen, einem einstufigen Filter im Eingang des Verstärkers und einem weiteren einstufigen Filter im Gegenkopplungszweig. Wie beim Impulsbreiten-DAU ist die statische Genauigkeit vorwiegend durch die Fehler der Analogschalter gegeben; hier jedoch in noch größerem Maße.

3. Analog-Digital-Umsetzer (ADU)

[4, 11, 20-23, 28-41]

Für die Umsetzung analoger Größen in digitale Signale werden Analog-Digital-Umsetzer (ADU) eingesetzt, die häufig Gleichspannungen in codierte Ausgangssignale umformen.

Die Notwendigkeit des Einsatzes von ADU ist immer dann gegeben, wenn in einer hybriden Technik von analogen auf digitale Signale umgesetzt werden muß. Die Meßwerterfassung im Zusammenhang mit der Prozeßrechentechnik verlangt die Umsetzung analoger nichtelektrischer Größen in digitale elektrische Signale. Die meisten heute bekannten Meßfühler und Meßverfahren formen die zu messende nichtelektrische Größe zuerst in ein analoges elektrisches Signal um, das dann mit Hilfe eines Analog-Digital-Umsetzers in die für eine Datenverarbeitung geeignete digitale Form gebracht wird.

Solange also nicht für alle interessierenden nichtelektrischen Größen geeignete digitale Meßfühler und Meßverfahren zur Verfügung stehen, müssen ADU die Aufgabe der Umsetzung in codierte Digitalsignale übernehmen. Die in Kapitel 4 beschriebene Technik der digitalen Meßfühler und Meßverfahren für nichtelektrische Größen wird wohl in Zukunft die Technik der elektrischen ADU ablösen. Nach dem heutigen Stand bestehen jedoch noch nicht für alle physikalischen Meßgrößen geeignete Verfahren zur digitalen Meßwerterfassung, so daß eine moderne Tendenz darauf hinzielt, in diesen Fällen ADU einzusetzen, die am Meßort mit dem eigentlichen Aufnehmer zu einer Einheit zusammengefaßt sind und so speziell an die Meßgröße angepaßt werden können.

3.1 Übertragungskennlinie und Funktionsprinzipien

Der Zusammenhang zwischen der analogen Eingangsgröße U_e und dem digitalen Ausgangssignal D eines ADU ist durch die Gleichung der Übertragungskennlinie gegeben.

$$D = U_e/k\, U_r .$$

Dabei bedeutet U_r eine konstante Referenzspannung und und k eine Konstante, die häufig gleich 1 ist. Bei reiner Binärcodierung hat das Ausgangssignal die Form

$$D = a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + \ldots + a_n 2^{-n} .$$

Die Koeffizienten a_1 bis a_n können dabei nur die Werte 0 oder 1 annehmen. Bei genügend großer Stellenzahl n beträgt der relative Quantisierungsfehler F_{rq}

$$F_{rq} = 2^{-n} .$$

Für einen n= 12-bit-Umsetzer beträgt dieser Quantisierungsfehler etwa $2{,}5 \cdot 10^{-4}$.

Die Einteilung der verschiedenen Arten von ADU kann auf unterschiedliche Weise erfolgen. Man kann zwischen Umsetzern mit und ohne Rückführung unterscheiden. Es ist eine Einteilung nach der Umsetzzeit oder der erreichbaren statischen Genauigkeit möglich. Eine Gliederung kann nach "integrierenden" oder nach "momentanwertbildenden" Umsetzern erfolgen. Schließlich kann man zwischen Umsetzern mit und ohne Taktsteuerung unterscheiden. Für die folgende Darstellung ist eine Gliederung nach dem Funktionsprinzip gewählt.

Am aufwendigsten und schnellsten sind Simultanumsetzer, die voll parallel arbeiten und für jede der 2^n Quantisierungsstufen eine eigene Vergleichsspannung benötigen.

Im Gegensatz dazu erfolgt die Umsetzung bei den sehr langsamen elektrischen Inkrementalumsetzern in 2^n Schritten und mit nur einer Vergleichsspannung.

Einen günstigen Kompromiß stellt das Verfahren der sukzessiven Approximation dar. Hier wird in jedem Schritt eine der n Stellen des binärcodierten Ausgangssignals gebildet. Entsprechend sind n Vergleichsspannungen notwendig, um die umzusetzende Eingangsspannung zu kompensieren. Wegen der seriellen Bildung der n Stellen des digitalen Signals nennt man diese Umsetzer auch gerne serielle ADU.

Ohne Taktsteuerung und deshalb ohne Ablaufprogramm arbeiten die sequentiellen Umsetzer, bei denen die Umsetzzeit im wesentlichen durch die Laufzeit der einzelnen Entscheidungsstufen bestimmt ist. Derartige Umsetzer bedienen sich gerne des Kaskadenprinzips und sind schneller als taktgesteuerte Umsetzer.

Zwischen diesen herausstechenden Verfahren der AD-Umsetzung liegen viele mögliche Zwischenlösungen.

Eine Verringerung der Schrittzahl ist so beim elektrischen Inkrementalumsetzer durch zusätzliches Rückwärtszählen möglich. Man erhält dadurch den Nachlaufumsetzer oder Servoumsetzer.

Eine Aufteilung der Stellen bewirkt beim Inkrementalumsetzer eine wesentliche Erhöhung der Umsetzungsgeschwindigkeit.

Für sehr schnelle und hinreichend genaue Umsetzer ist das Verfahren der sukzessiven Approximation (serielles Verfahren) zu langsam und sind Simultanumsetzer (paralleles Verfahren) bei gegebener Genauigkeit zu aufwendig. Man verwendet dann kombinierte Seriell-Parallel-Umsetzer mit einer Schrittzahl s im Bereich $1 < s < n$.

Im allgemeinen bedeutend langsamer sind Umsetzungsmethoden über Zwischengrößen. Sie werden dann angewendet, wenn entweder - wie bei Digitalvoltmetern - die Umsetzungsgeschwindigkeit unwesentlich ist oder wenn vorhandene Störspannungen stark unterdrückt werden sollen.

Beim momentanwertbildenden Sägezahnumsetzer (Rampenumsetzer) ist die Zwischengröße eine proportionale Zeit. Beim Spannungs-Frequenz-Umsetzer und beim Zweirampenumsetzer (dual slope) wird die umzusetzende analoge Eingangsspannung integriert und dadurch bei geeigneter Wahl der Meßzeit bzw. Integrationszeit eine hohe Störspannungsunterdrückung erreicht. Umsetzer über Zwischengrößen sind wenig aufwendig, können aber trotzdem mit hoher statischer Genauigkeit ausgeführt werden.

Nur am Rande erwähnt seien Umsetzer über mechanische Zwischengrößen. Der Ausschlagwinkel eines Meßwerks kann z.B. über eine Codescheibe oder einen inkrementalen Maßstab (Skalenstreckenumsetzer) parallel abgetastet bzw. ausgezählt werden. Schnelle Umsetzer wurden früher mit einer Braunschen Röhre und einer Codemaske ausgeführt.

3.2 Parallele Analog-Digital-Umsetzer (Simultanumsetzer)

Die höchsten Umsetzungsgeschwindigkeiten können mit Simultanumsetzern erreicht werden. Die Zahl der möglichen Quantisierungsstufen ist jedoch durch den proportional wachsenden Aufwand rasch begrenzt. Wie in Bild 39 gezeigt, sind für 2^n Quantisierungsstufen

2^n-1 Komparatoren K notwendig, die das umzusetzende analoge Eingangssignal U_e gegen 2^n-1 entsprechend gestufte Referenzspannungen vergleichen.

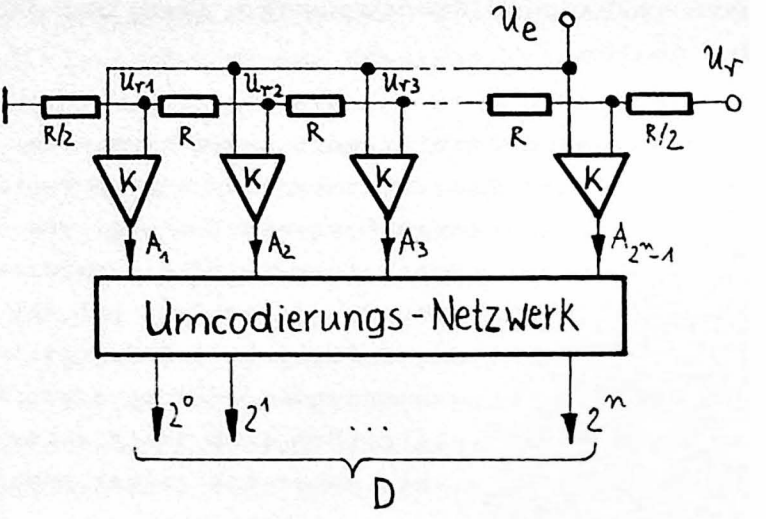
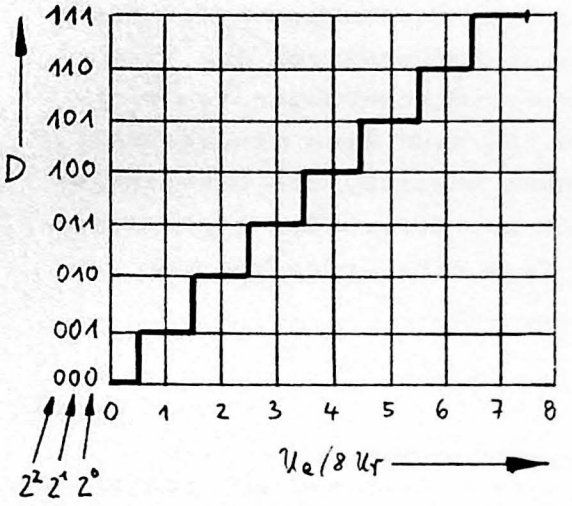


Bild 39

Die Ausgangssignale A_i der Komparatoren liefern eine logische Null, wenn die Eingangsspannung U_e kleiner als die entsprechende Referenzspannung U_{ri} ist. Sie liefern eine logische Eins für $U_e > U_{ri}$. Über eine Umschlüsselungslogik erfolgt die Umcodierung in den Binärcode. Wegen des hohen Aufwandes sind Simultanumsetzer nur für Ausgangssignale mit 3 oder höchstens 4 Binärstellen geeignet. Es werden dann 7 bzw. 15 Komparatoren benötigt und die Umcodierung wird entsprechend kompliziert.

Für einen Umsetzer mit 3 Binärstellen ist in Bild 40 der Zusammenhang zwischen dem digitalen Ausgangssignal und der auf die Referenzspannung U_r bezogenen Eingangsspannung U_e angegeben. Die Tabelle beschreibt die Umcodierungsvorschrift zwischen den Komparatorausgängen A_i und dem digitalen Ausgangssignal D.



1	1	1	1	1	1	1
1	1	1	1	1	1	0
1	1	1	1	1	0	0
1	1	1	1	0	0	0
1	1	1	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0
A_1	A_2	A_3	A_4	A_5	A_6	A_7

Komparator-Ausgänge

Bild 40

Für einen 3-stelligen Umsetzer ist in Bild 41 ein mögliches Netzwerk für die Umcodierung gezeigt. Es werden 3 Negatoren, 4 UND-Gatter und 2 ODER-Gatter benötigt.

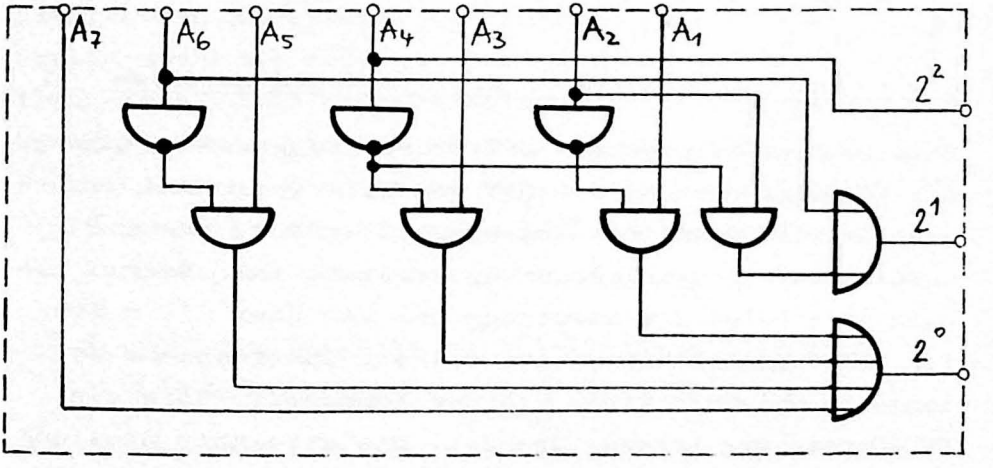


Bild 41

Bei Verwendung von Gattern in gewöhnlicher TTL-Logik und mit integrierten Analog-Komparatoren des Typs µA 710 lassen sich Laufzeitverzögerungen von weniger als 100 ns erreichen. Es sind also mindestens 10^7 Umsetzungen pro Sekunde möglich. Die Umsetzungsgeschwindigkeit läßt sich bei Verwendung konzentrierter Bauelemente noch um fast eine Größenordnung erhöhen.

3.3 Elektrische Inkrementalumsetzer

Bei den elektrischen Inkrememtalumsetzern wird das digitale Eingangssignal eines parallelen Digital-Analog-Umsetzers nacheinander um eine Quantisierungseinheit erhöht oder erniedrigt bis das proportionale analoge Ausgangssignal des DAU die umzusetzende analoge Eingangsgröße des ADU erreicht hat. Das digitale Eingangssignal des DAU ist dann gleich dem gewünschten digitalen Ausgangssignal des Analog-Digital-Umsetzers.

3.3.1 Inkrementalumsetzer mit Einrichtungszähler

Beim Inkrementalumsetzer mit Einrichtungszähler wird die Ausgangsspannung des DAU, von Null beginnend, um jeweils eine Quantisierungseinheit erhöht, bis die umzusetzende Eingangsspannung erreicht ist. Nach Bild 42 erfolgt die Steuerung des DAU über die n Stufen eines Binärzählers, der mit der Taktfrequenz so lange hochgezählt wird, bis der Komparator über ein UND-Gatter den Vorgang beendet. Die erreichte Stellung des Zählers ist dann gleich dem gesuchten digitalen Ausgangssignal D.

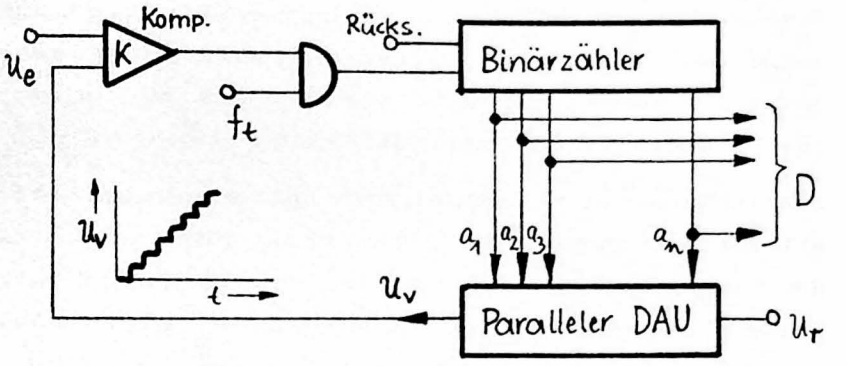


Bild 42

Der wesentliche Nachteil dieses Umsetzers liegt in der niedrigen Umsetzungsgeschwindigkeit. Für maximale Eingangsspannung sind 2^n-1 Schritte notwendig. Das bedeutet für einen 12-stelligen Umsetzer eine maximale Umsetzzeit von $2^{12}-1 = 4095$ Taktperioden. Bei einer Taktfrequenz von 1 MHz beträgt deshalb die maximale Umsetzzeit etwa 4 ms.

Diese Methode der AD-Umsetzung ist besonders dann interessant, wenn mehrere Analogsignale umgesetzt werden sollen. Bei einer Mehrkanalausführung ist nämlich ein paralleler DAU ausreichend, der die Treppenspannung erzeugt. Für jeden Kanal wird lediglich ein eigener Komparator und ein n-stelliger Speicher benötigt. Der Komparator des jeweiligen Kanals liefert beim Erreichen des Ausgangssignals ein Signal für die Übernahme des Zählerstandes in den kanaleigenen Speicher.

3.3.2 Inkrementalumsetzer mit Zweirichtungszähler (Nachlaufumsetzer, Servoumsetzer) [42]

Der Inkrementalumsetzer mit Einrichtungszähler kann wachsenden Eingangsspannungen U_e sehr wohl folgen und ist deshalb zur Messung von Maximalwerten ge-

eignet. Für die Umsetzung sinkender Eingangsspannungen muß jedoch der Zähler auf Null rückgesetzt und von neuem hochgezählt werden, bis der entsprechende Zählerstand erreicht ist.

Diesen Nachteil vermeidet der Inkrementalumsetzer mit Zweirichtungszähler, der steigenden und sinkenden Eingangsspannungen kontinuierlich folgen kann. Solange das analoge Eingangssignal U_e kleiner als die Vergleichsspannung U_v des DAU ist, wird der Vorwärtseingang des Zweirichtungszählers mit der Taktfrequenz erregt und damit der Zähler hochgezählt. Ist jedoch die Eingangsspannung U_e kleiner als die Vergleichsspannung U_v, dann werden die Taktimpulse in den Rückwärtseingang des Zählers einlaufen und der Zählerstand und damit die Vergleichsspannung U_v werden erniedrigt (Bild 43).

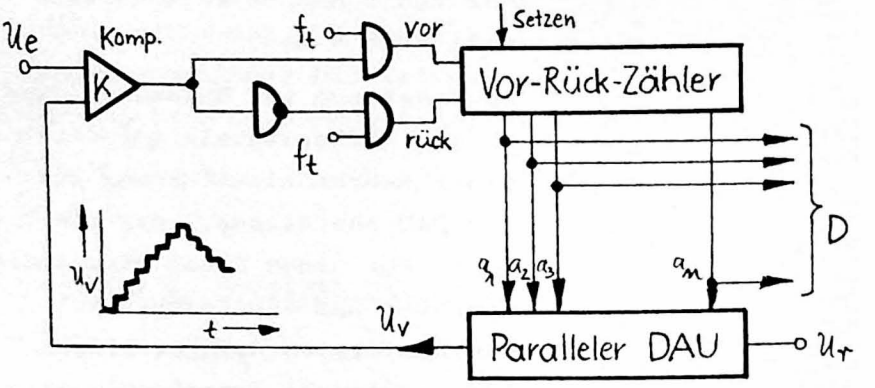


Bild 43

Bei dieser Ausführungsform wird die Vergleichsspannung U_v des DAU mit der Taktfrequenz immer um eine Quantisierungseinheit erhöht und wieder erniedrigt, d.h. das digitale Ausgangssignal schwankt in der Stelle mit der kleinsten Stellenwertigkeit. Soll das vermieden werden, so kann z.B. ein Komparator mit Totzone eingesetzt werden, der auch am negierten Aus-

gang Nullsignal liefert, solange die Totzone nicht überschritten wird.

Im ungünstigsten Fall beträgt die Umsetzungszeit des Inkrementalumsetzers mit Zweirichtungszähler gerade die Hälfte der Zeit des Umsetzers mit Einrichtungszähler, da eine Voreinstellung in Bereichsmitte möglich ist. Normalerweise liegen die Verhältnisse jedoch erheblich besser, da der Nachlaufumsetzer kleinen Änderungen der Eingangsspannung U_e sehr schnell folgen kann.

Bei einem n-stelligen Umsetzer mit einem Bereichsendwert $U_o = U_r$ beträgt bei einer Taktfrequenz f_t die maximale Änderung der Vergleichsspannung

$$\left(\frac{d\,U_v}{d\,t}\right)_{max} = 2^{-n}\,U_r\,f_t .$$

Erfolgt nun die Änderung der Eingangsspannung U_e sinusförmig mit der Frequenz f und einer Amplitude U_w, dann kann der Wechselanteil der Eingangsspannung durch

$$U_{\sim} = U_w \sin(2\pi ft)$$

beschrieben werden. Die maximale Änderung dieser Eingangsspannung beträgt

$$\left(\frac{d\,U_{\sim}}{d\,t}\right)_{max} = 2\pi f\,U_w \left[\cos(2\pi ft)\right]_{t=0} = 2\pi f\,U_w .$$

Soll der Nachlaufumsetzer der Änderung der Eingangsspannung verzögerungsfrei folgen können, dann darf die maximale Änderung der Eingangsspannung die maximale Änderungsgeschwindigkeit der Vergleichsspannung nicht überschreiten. Das bedeutet

$$2^{-n}\, U_r\, f_t \geqq 2\pi f\, U_w .$$

Die maximal zulässige Frequenz der Eingangsspannung ergibt sich daraus zu

$$f_{max} = \frac{2^{-n}}{2\pi} \frac{U_r}{U_w} f_t .$$

Für einen 10-stelligen Umsetzer ergibt sich bei einer Taktfrequenz f_t = 1 MHz und einer Amplitude $U_w = U_r/2$ des Wechselanteils der Eingangsspannung die maximal zulässige Frequenz der Eingangsspannung zu etwa f_{max}= 300 Hz. Ist die Amplitude des Wechselanteils der Eingangsspannung nur 1/10 des angenommenen Wertes, so ist die zulässige Maximalfrequenz 10-mal so groß und beträgt im Beispiel 3000 Hz.

Kleinen Änderungen der Eingangsspannung kann der Nachlaufumsetzer sogar schneller folgen als die Umsetzer nach dem Prinzip der sukzessiven Approximation. Diese benötigen nämlich für ein n-stelliges digitales Ausgangssignal nur n Vergleichsschritte, müssen aber auch bei kleinsten Änderungen diese n Schritte durchlaufen.

3.3.3 Inkrementalumsetzer mit Zähleraufteilung

Auch für große Änderungen der Eingangsspannung kann die Umsetzzeit wesentlich verkleinert werden, wenn der Zähler in mehrere Gruppen aufgeteilt wird. Am Beispiel eines zweigeteilten Zählers mit jeweils der gleichen Stellenzahl soll die Funktion näher erläutert werden (Bild 44).

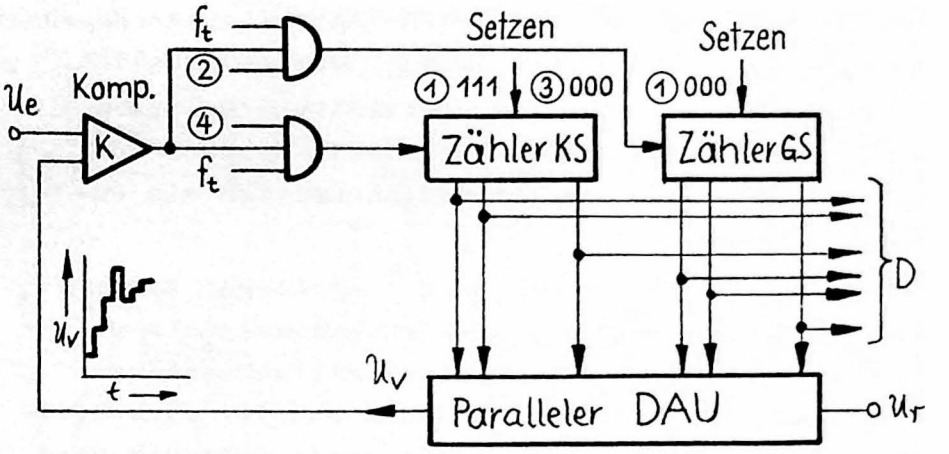


Bild 44

Zu Beginn der Umsetzung werden alle Stellen des Zählers GS mit den größeren Stellenwertigkeiten auf Null und alle Stellen des Zählers KS mit den kleineren Stellenwertigkeiten auf Eins gesetzt (1). Dann wird das Tor zum Zähler GS geöffnet (2) und der Zähler mit der Taktfrequenz f_t hochgezählt, bis gerade die Spannung U_v des DAU größer als die umzusetzende Eingangsspannung U_e geworden ist. Mit Schritt (3) der Ablaufsteuerung wird nun der Zähler KS in allen Stellen auf Null gesetzt, so daß die Vergleichsspannung wieder unter die Eingangsspannung absinkt. Schließlich wird mit Öffnen des Tores zum Zähler KS (4) dieser Zähler hochgezählt, bis das digitale Ausgangssignal der Eingangsspannung U_e proportional ist.

Bei einem $2 \cdot 6 = 12$-stelligen Umsetzer sind durch die Aufteilung in zwei Zählergruppen statt 2^{12} nur noch $2 \cdot 2^6$ Abgleichschritte notwendig. Die Umsetzzeit wird also um den Faktor $2^5 = 32$ verkleinert. Allgemein wird bei Halbierung des Zählers eines insgesamt n-stelligen Umsetzers die Umsetzungsgeschwindigkeit um den Faktor $2^{(n/2-1)}$ erhöht.

Eine weitere Erhöhung der Geschwindigkeit ist durch eine Aufteilung des Zählers in $m > 2$ Gruppen möglich. So kann beispielsweise ein 12-stelliger Umsetzer in drei 4-stellige Zähler aufgeteilt werden. Nun ist in höchstens $3 \cdot 2^4$ Abgleichschritten die Umsetzung beendet.

Im Extremfall gelangt man zu n 1-stelligen Zählern für die Bildung des digitalen Ausgangssignals D. Das ist das Prinzip der Umsetzer mit sukzessiver Approximation, bei denen in jedem Schritt eine Stelle des binärcodierten Ausgangssignals gebildet wird.

3.4 Serielle Analog-Digital-Umsetzer mit Taktsteuerung (Sukzessive Approximation, Stufenumsetzer)

Serielle ADU mit Taktsteuerung sind dadurch gekennzeichnet, daß in jeder Taktperiode eine der n Stellen des digitalen Ausgangssignals D gebildet wird. Zur Umsetzung sind also n Schritte notwendig.

3.4.1 Sukzessive Approximation mit parallelem DAU

Unter den Verfahren der AD-Umsetzung ist die Methode der sukzessiven Approximation mit parallelem DAU am weitesten verbreitet. Nach Bild 45 befindet sich auch bei diesem Umsetzer ein paralleler DAU in der Rückführung.

Die Umsetzung beginnt mit dem Versuch, in die Stelle größter Stellenwertigkeit eine logische Eins einzuschreiben. Ist die Ausgangsspannung U_v des DAU kleiner als die umzusetzende Eingangsspannung U_e, so bleibt diese Eins erhalten. Ist jedoch $U_v > U_e$, dann ist der Ausgang des Komparators erregt und die entsprechende Stufe wird auf Null zurückgesetzt.

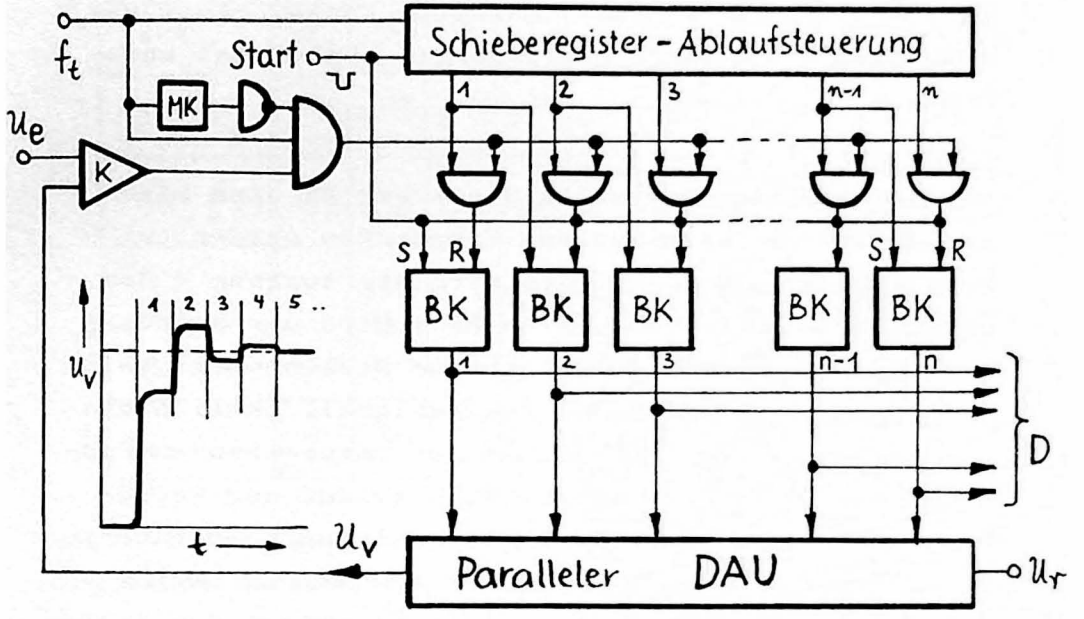


Bild 45

Dieses Vorgehen wird nun mit der Stelle mit der nächstgrößten Stellenwertigkeit fortgeführt und schließlich in der Stelle mit der kleinsten Stellenwertigkeit beendet. Nach jedem Schritt wird die Ausgangsspannung U_v des DAU gegen die analoge Eingangsspannung U_e verglichen. Wird die Spannung U_e nicht überschritten, so verbleibt die Eins in der bistabilen Kippstufe BK. Bei Überkompensation wird jedoch die jeweilige Speicherzelle auf Null zurückgesetzt.

Die gesamte Ablaufsteuerung wird mit einem Schieberegister ausgeführt, das sowohl das UND-Gatter zur Löschung der entsprechenden Kippstufe bei Überkompensation freigibt, außerdem aber das Setzen der Kippstufe mit der nächstkleineren Stellenwertigkeit übernimmt. Die monostabile Kippstufe MK verzögert

das Signal des Komparators genügend lange, damit das Einschwingen von Übergangsvorgängen abgewartet werden kann.

Mit dem Startimpuls wird in die erste BK eine Eins eingeschrieben. Alle anderen Kippstufen werden auf Null zurückgesetzt. Außerdem wird der Ausgang 1 der Ablaufsteuerung erregt. Durch BK 1 wird der Schalter des parallelen DAU mit der größten Stellenwertigkeit betätigt und das analoge Ausgangssignal, nämlich die Vergleichsspannung $U_v=U_r/2$, mit der umzusetzenden Eingangsspannung U_e verglichen. Nach Ablauf der Verzögerungszeit steht das Ausgangssignal des Komparators am Ausgang des nachfolgenden Gatters an. Zu Beginn der nächsten Taktperiode wird der Ausgang 1 des Schieberegisters wieder auf Null zurückgesetzt, außerdem wird - abhängig vom Komparatorsignal - über das entsprechende Gatter entweder die Eins in der BK 1 belassen oder diese Stelle wieder auf Null zurückgesetzt.

Mit der negativen Flanke des Ausgangs 1 der Ablaufsteuerung wird die nächste BK 2 auf Eins gesetzt und anschließend der Ausgang 2 der Ablaufsteuerung erregt. Nun ist das Ansteuergatter für BK 2 freigegeben, so daß dieses gegebenenfalls wieder zurückgesetzt werden kann.

Am Beispiel einer Eingangsspannung von $U_e=7{,}014$ V soll bei einer Referenzspannung von $U_r=10{,}24$ V die Funktionsweise des Umsetzers in tabellarischer Form gezeigt werden.

Das digitale Ausgangssignal D ergibt sich zu

$$D = U_e/U_r = a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + \ldots + a_n 2^{-n} = 0{,}1010111101.$$

Takt	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	T_7	T_8	T_9	T_{10}
$\Delta U_v/U_r$	2^{-1}	2^{-2}	2^{-3}	2^{-4}	2^{-5}	2^{-6}	2^{-7}	2^{-8}	2^{-9}	2^{-10}
ΔU_v [V]	5,12	2,56	1,28	0,64	0,32	0,16	0,08	0,04	0,02	0,01
U_v [V]	5,12	5,12 2,56 7,68	5,12 1,28 6,40	6,40 0,64 7,04	6,40 0,32 6,72	6,72 0,16 6,88	6,88 0,08 6,96	6,96 0,04 7,00	7,00 0,02 7,02	7,00 0,01 7,01
a_i	1	0	1	0	1	1	1	1	0	1

Während der Taktperiode T_1 wird als Vergleichsspannung die halbe Referenzspannung $\Delta U_v = U_r/2 = 5,12$ V mit der umzusetzenden Eingangsspannung $U_e = 7,014$ V verglichen. Da die Vergleichsspannung U_v kleiner als die Eingangsspannung ist, wird der Koeffizient a_1 der Stelle mit der größten Stellenwertigkeit gleich Eins.

Während der zweiten Taktperiode T_2 wird die Vergleichsspannung um $\Delta U_v = U_r/4 = 2,56$ V vergrößert. Die gesamte Vergleichsspannung beträgt nun $U_v = 7,68$ V und ist also größer als die analoge Eingangsspannung U_e. Der Koeffizient a_2 wird damit gleich Null und es muß der zuletzt addierte Anteil $\Delta U_v = U_r/4 = 2,56$ V wieder abgezogen werden.

In der dritten Taktperiode T_3 wird nun zur verbliebenen Vergleichsspannung von 5,12 V der Anteil $U_r/8 = 1,28$ V addiert. Damit wird der Koeffizient $a_3 = 1$, weil die resultierende Vergleichsspannung $U_v = 6,40$ V beträgt und damit kleiner als die Eingangsspannung $U_e = 7,014$ V ist.

Der Abgleichvorgang ist dann beendet, wenn mit dem letzten Schritt, hier also in der Taktperiode T_{10},

die Vergleichsspannung um den Betrag $2^{-10}\ U_r = 0{,}01$ V erhöht worden ist und aufgrund des Komparatorsignals der letzte Koeffizient a_{10}, hier der Wert $a_{10} = 1$, gefunden ist. Nun ist bis auf den Quantisierungsfehler von $2^{-10}\ U_r$ die Vergleichsspannung gleich der umzusetzenden Eingangsspannung U_e geworden. Die Stellungen der n = 10 bistabilen Kippstufen BK 1 bis BK 10 ergeben die Koeffizienten a_1 bis a_{10} des parallelen digitalen Ausgangssignals D.

Für höchste Ansprüche an die statische Genauigkeit ist es zweckmäßig, einen DAU mit Widerstandskettenleiter oder invertiertem Kettenleiter zu verwenden. Grundsätzlich muß ein Kompromiß zwischen statischer Genauigkeit und Umsetzungsgeschwindigkeit geschlossen werden. Je höher die Umsetzungsgeschwindigkeit, um so niedriger ist die ereichbare Genauigkeit. Die Umsetzungsgeschwindigkeit wird vorwiegend durch die Anstiegszeit des Komparators festgelegt.

Taktfrequenzen von 200 kHz sind ohne besondere Maßnahmen möglich. Entsprechend der Dauer einer Taktperiode von 5 µs werden also für die Umsetzung eines 10-stelligen Signals 50 µs benötigt. Besonders schnelle Umsetzer arbeiten mit einer Taktperiode von 1 µs. Während dieser kurzen Zeit muß eine bestimmte Vergleichsspannung aufgebaut und gegebenenfalls wieder subtrahiert werden. Dazu sind Komparatoren notwendig, die am Ausgang einen Spannungsanstieg von mindestens 10 V/µs ermöglichen.

Bei niedrigen Umsetzungsgeschwindigkeiten brauchen nur die statischen Fehler berücksichtigt zu werden, die durch die Analogschalter, die Referenzspannungsquelle und die Widerstände hervorgerufen werden. Bei höheren Umsetzungsgeschwindigkeiten müssen vor-

wiegend die Fehler in Betracht gezogen werden, die durch Übergangsvorgänge in den Analogschaltern, durch die Einstellzeiten in den Widerstandsnetzwerken und durch den Frequenzgang des Komparators verursacht sind.

Es werden heute 12-stellige Umsetzer angeboten, die bei einem Fehler von $\pm\ 5 \cdot 10^{-4}$ mehr als 10 000 Umsetzungen pro Sekunde erlauben. Bei verminderter Umsetzungsgeschwindigkeit können sogar Genauigkeiten von besser $\pm\ 5 \cdot 10^{-5}$ erzielt werden.

3.4.2 Zyklischer Analog-Digital-Umsetzer mit einem Verstärker

Die Umsetzung einer analogen Eingangsspannung U_e in ein serielles digitales Signal D_s geschieht in n aufeinanderfolgenden (sukzessiv) Schritten. Die Stelle mit der größten Stellenwertigkeit wird dabei zuerst umgesetzt.

Der beschriebene Umsetzer ist für unipolare Signale geeignet und es liegt folgende Funktionsgleichung zugrunde:

$$U_{i+1} = 2\ (U_i - a_i\ U_r/2).$$

Für i = 0 beträgt die Spannung $U_i = U_e$. Das bedeutet, daß in jedem Schritt entweder die halbe Referenzspannung $U_r/2$ von der vorherigen Spannung U_i abgezogen wird oder nicht. Durch Vergleich erhält man die Koeffizienten a_i der n Stellen des digitalen Ausgangssignals. Ist die Spannung U_i größer als $U_r/2$, so wird $a_i = 1$. Ist jedoch U_i kleiner als $U_r/2$, dann ist $a_i = 0$.

Die Schaltung des zyklischen Umsetzers nach Bild 46 zeigt einen Gleichspannungsverstärker, einen Kompa-

rator, eine bistabile Kippstufe, 5 NAND-Gatter, 2 Präzisionswiderstände und 7 Analogschalter.

Wenn keine externe Synchronisierung vorgesehen ist, so werden eine weitere bistabile Kippstufe und ein n-stelliger Ringzähler benötigt. Diese Schaltkreise sind jedoch für mehrere Umsetzer nur einmal vorhanden.

Die Spannungsverstärkung kann zwischen den Werten 1 und 2 verändert werden, je nachdem ob die Schalter S1 und S2 geöffnet oder einer der beiden Schalter geschlossen ist. Mit Ausnahme des ersten Taktes T_1 wird mit dem Schalter S1 oder S2 die positive Referenzspannung U_r oder Nullpotential an den Gegenkopplungswiderstand R_2 gelegt, der Teil des Ausgangsspannungsteilers ist.

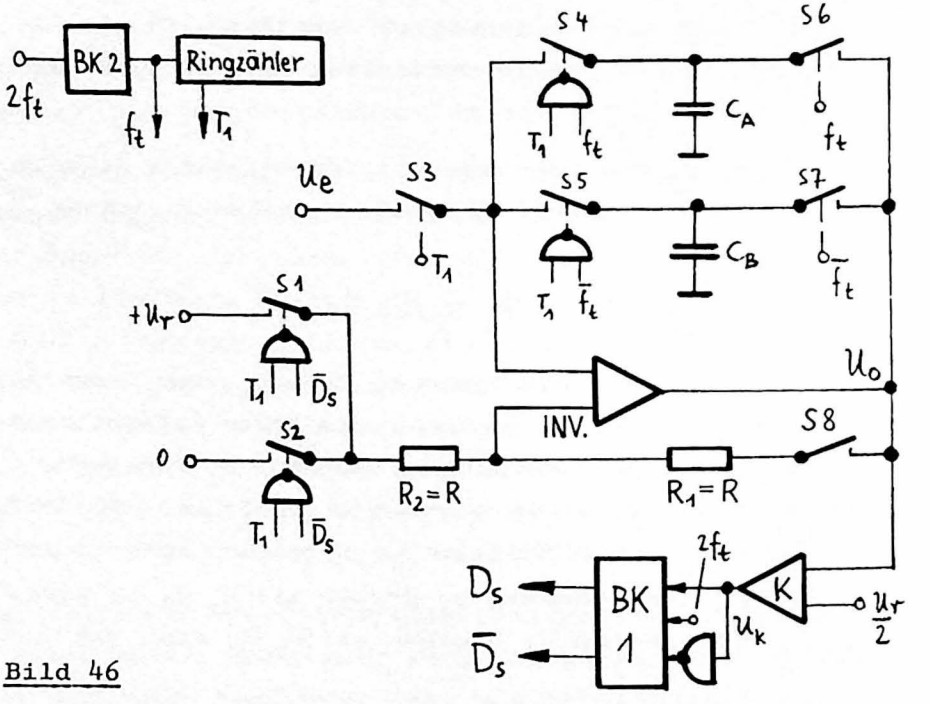


Bild 46

Mit den Schaltern S3, S4 und S5 werden entweder die umzusetzende Eingangsspannung U_e oder die Spannungen

U_A oder U_B der Kondensatoren C_A oder C_B an den nichtinvertierenden Eingang des Verstärkers gelegt. Mit den Schaltern S6 und S7 kann die Ausgangsspannung U_o entweder mit dem Kondensator C_A oder mit C_B verbunden werden.

Der Komparator K vergleicht die Ausgangsspannung U_o mit der halben Referenzspannung $U_r/2$ und setzt entsprechend die bistabile Kippstufe BK 1, die wie ein 1-stufiges Schieberegister geschaltet ist und das Ausgangssignal des Komparators für eine Taktperiode T_i speichert. Das Flipflop BK 2 halbiert die Taktfrequenz $2\,f_t$. Mit dem n-stelligen Ringzähler wird der Synchronisationsimpuls T_1 erzeugt.

Die Umsetzung beginnt mit der Taktperiode T_1, während der nur die Schalter S3 und S6 geschlossen sind. Der Verstärker arbeitet als Impedanzwandler. Die Ausgangsspannung U_o wird gleich der Eingangsspannung U_e und auch der Kondensator C_A wird auf U_e aufgeladen. Ist U_e größer als $U_r/2$, dann liefert die Komparatorspannung U_k eine logische Eins. Ist U_e jedoch kleiner, dann eine logische Null. In der Mitte jeder Taktperiode, d.h. zum Zeitpunkt der negativen Flanke der Taktfrequenz $2\,f_t$, wird das Komparatorsignal in das einstufige Schieberegister eingeschrieben. Während der zweiten Hälfte der Taktperiode T_1 und der ersten Hälfte der Taktperiode T_2 trägt das Schieberegister den Koeffizienten a_1 der Stelle mit der größten Stellenwertigkeit.

Während der Taktperiode T_2 sind entweder Schalter S1 (wenn $a_1 = 1$) oder Schalter S2 (wenn $a_1 = 0$) und die Schalter S4 und S7 geschlossen. S1 oder S2 geschlossen bedeutet nichtinvertierenden Betrieb mit Verstärkung 2. Außerdem wird die Subtraktion durch-

geführt. Mit den Spannungen U_o und U_r am Spannungsteiler und der Spannung U_A am nichtinvertierenden Eingang ergibt sich folgende Gleichung für die entsprechende Masche am Verstärkereingang:

$$U_o = 2\,(U_A - U_r/2).$$

Dies ist nur eine spezielle Schreibweise der Funktionsgleichung für $a_i = 1$. Die Spannung U_o wird nun sowohl am Kondensator C_B gespeichert und außerdem gegen die halbe Referenzspannung $U_r/2$ verglichen. Das neue Komparator-Ausgangssignal wird nun in das einstufige Schieberegister eingeschrieben und dort gespeichert. Das Ausgangssignal D_s beinhaltet dann während der zweiten Hälfte von T_2 und der ersten Hälfte von T_3 den Koeffizienten a_2 der Stelle mit der zweitgrößten Stellenwertigkeit.

Die Wirkungsweise des Umsetzers während der folgenden Taktperiode ist ähnlich. Je nachdem, ob der Koeffizient $a_i = 1$ oder 0 ist, wird die halbe Referenzspannung von U_i abgezogen oder nicht.

Während aller geraden Perioden wird die Spannung U_A an der Kapazität C_A auf den Verstärkereingang zurückgeführt und während aller ungeraden Perioden die Spannung an C_B. Genauso wird während der geraden Perioden der Kondensator C_B auf die Ausgangsspannung U_o des Verstärkers aufgeladen und während der ungeraden Perioden C_A. Deshalb sind während der geraden Periode immer die Schalter S4 und S7 und während der ungeraden Perioden die Schalter S5 und S6 geschlossen.

Die Wirkungsweise des zyklischen ADU mit einem Verstärker kann mit Hilfe des Ablaufdiagramms nach Bild 47 verfolgt werden.

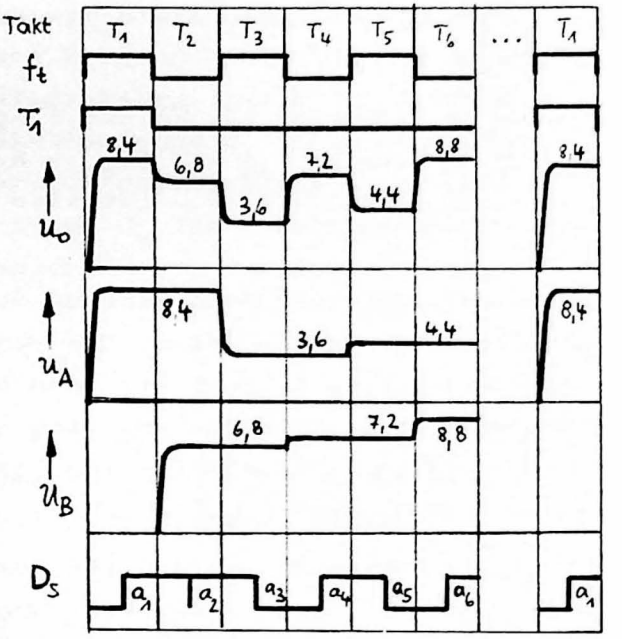


Bild 47

Außer der Taktfrequenz f_t und dem Synchronisationsimpuls T_1 sind die Spannung am Verstärkerausgang U_o, die Spannungen U_A und U_B der beiden Kondensatoren und das serielle digitale Ausgangssignal D_S aufgetragen. Die umzusetzende Eingangsspannung beträgt im Beispiel U_e = 8,4 V und die Referenzspannung U_r = 10 V.

Während T_1 sind die Schalter S3 und S6 geschlossen und die Spannungen U_{o1} und U_A wachsen auf 8,4 V an. Da U_{o1} größer als $U_r/2$ ist, wird $a_1 = 1$.

Während T_2 sind die Schalter S1, S4 und S7 geschlossen und deshalb beträgt die Spannung $U_{o2} = 2\,(U_{o1} - a_1\,U_r/2) = 2\,(8{,}4\text{ V} - 5\text{ V}) = 6{,}8$ V. Da U_{o2} größer als $U_r/2$ ist, ist auch der Koeffizient $a_2 = 1$.

Während T_3 sind S1, S5 und S6 geschlossen und es beträgt $U_{o3} = 2\,(U_{o2} - a_2\,U_r/2) = 2\,(6{,}8\text{ V} - 5\text{ V}) =$

3,6 V. U_{o3} ist kleiner als $U_r/2$ und deshalb ist $a_3 = 0$.

Während T_4 sind also S2, S4 und S7 geschlossen und es ergibt sich für $U_{o4} = 2\,(U_{o3} - a_3\,U_r/2) = 2 \cdot (3{,}6\ \text{V} - 0\ \text{V}) = 7{,}2\ \text{V}$. U_{o4} ist also größer als $U_r/2$, und es wird $a_4 = 1$.

Der Ablauf vollzieht sich während der folgenden Taktperioden in ähnlicher Weise. Die Umsetzung wird erst dann beendet bzw. wiederholt, wenn der Synchronisationsimpuls T_1 auftritt. Dann wird ein neuer Wert U_e in den Umsetzer eingegeben. Eine Löschung der anderen Spannungen erübrigt sich.

Vergleicht man unter den ADU mit sukzessiver Approximation diesen Typ mit der Ausführung mit parallelem DAU, so kann man feststellen, daß hier die Schaltungstechnik relativ einfach ist.

Der verwendete Gleichspannungsverstärker muß außer den üblichen Anforderungen, wie kleiner Nullpunktfehler, kleine Nullpunktdrift, hoher Eingangswiderstand und hohe Leerlaufverstärkung, die Fähigkeit besitzen, Kondensatoren schnell aufzuladen. Der Verstärker muß also einen hohen Ausgangsstrom liefern und eine kurze Anstiegszeit besitzen. Bei einer Taktfrequenz von 100 kHz darf die Ladezeitkonstante etwa 1 µs betragen. Mit einem Kondensator von 2000 pF, einem Serienwiderstand von 500 Ω und einer Spannungsdifferenz von 10 V muß der Verstärker einen maximalen Strom von 20 mA liefern und einen Spannungsanstieg von ca. 6 V/µs besitzen.

Hohe Anforderungen werden bei diesem Umsetzer an den Verstärkereingang gestellt, da notwendige Eingangsströme von einem der beiden Kondensatoren geliefert werden müssen. Daraus ergibt sich die For-

derung nach sehr kleiner Eingangskapazität. Der Einfluß der endlichen Eingangskapazität läßt sich nicht vollständig eliminieren. Durch die Parallelschaltung des auf die Spannung U_A aufgeladenen Kondensators C_A und der auf der Spannung U_B befindlichen Eingangskapazität C_e des Verstärkers entsteht ein Ladungsfehler ΔQ von der Größe

$$\Delta Q = \frac{C_e \cdot C_A}{C_e + C_A} (U_A - U_B).$$

Als Komparator kann z.B. der integrierte Baustein µA 710 verwendet werden. Der Spannungs-Nullpunktfehler liegt mit etwa 2 mV genügend niedrig, die Schaltzeiten sind mit 50 ns hinreichend kurz.

Um hohe statische Genauigkeit zu erzielen, darf der Fehler des Verhältnisses der beiden verwendeten Widerstände im gewünschten Temperaturbereich nur weniger als 1/5 des erlaubten Gesamtfehlers betragen.

Besondere Anforderungen werden an die Analogschalter gestellt. Für die Schalter S1 und S2 würden Einwiderstände von weniger als 3 Ω benötigt, wenn der Fehler in der Spannungsteilung mit Widerständen R = 30 kΩ unter 10^{-4} bleiben soll. Höhere Einwiderstände sind zulässig, wenn der entsprechende Gegenkopplungswiderstand um den Wert des Einwiderstandes erniedrigt wird; dann müssen nur noch die temperaturbedingten Änderungen des Einwiderstandes unter 3 Ω gehalten werden. Am günstigsten erweist sich die Möglichkeit, einen ständig eingeschalteten Schalter S8 im Gegenkopplungszweig zu verwenden. Jetzt brauchen nur noch die Einwiderstände der Schalter S1, S2 und S8 mit einer Toleranz von 3 Ω übereinzustimmen.Ein gleichmäßiger Temperaturgang ist sowieso gewährleistet.

Die Schalter S3 bis S7 müssen sehr niedrige Eigenkapazitäten haben, damit durch die Schaltvorgänge die Ladungen bzw. Spannungen an den Kondensatoren nicht verändert werden. Glücklicherweise brauchen die Einwiderstände dieser Schalter nicht klein zu sein. Trotz Einwiderständen von etwa 500 Ω ist jedoch das kapazitive Übersprechen zu groß und es müssen Maßnahmen zur Kompensation dieses Effektes getroffen werden.

Die Schaltgeschwindigkeit der Analogschalter ist nicht kritisch. Bei einer Taktfrequenz von 100 kHz sind Schaltzeiten von weniger als 500 ns ausreichend.

Für die Umsetzung des seriellen Ausgangssignals D_s in ein paralleles Signal D_p wird ein n-stelliges Schieberegister benötigt. Das in der Schaltung angegebene 1-stellige Schieberegister muß dann um n-1 Stellen erweitert werden.

Ein ausgeführter, 12-stelliger, zyklischer Umsetzer mit einem Verstärker arbeitet mit einer Taktfrequenz von 100 kHz. Es sind entsprechend 8000 Umsetzungen pro Sekunde möglich. Die Genauigkeit beträgt bei Zimmertemperatur $\pm$ 2,5 · 10^{-4} v.E. und im erweiterten Bereich von -55 °C bis + 125 °C noch $\pm$ 10^{-3} v.E.

3.4.3 Zyklischer Analog-Digital-Umsetzer mit zwei Verstärkern

Obwohl eine andere Ausführungsform eines zyklischen ADU mit zwei Verstärkern arbeitet, ist dieser keineswegs komplizierter, da er nur die Hälfte der Analogschalter benötigt. Wesentlich ist jedoch, daß praktisch alle Nachteile des Umsetzers mit nur einem Verstärker vermieden werden. Die Eingangskapa-

zität des Verstärkers ist unwesentlich. Die Einwiderstände der nur 4 Schalter können relativ hoch liegen. Es befinden sich keine Schalter in Serie mit den Gegenkopplungswiderständen. Schließlich kann ohne zusätzlichen Aufwand mit einer Referenzspannung $U_r/2$ der bipolare Betrieb erreicht werden. Der einzige Nachteil besteht darin, daß mit den gleichen Bauelementen nur die halbe Taktfrequenz erreicht werden kann, da in einer Periode zwei Schritte durchgeführt werden müssen. Die Schaltung dieses Umsetzers in Bild 48 zeigt außer den beiden Rechenverstärkern einen Komparator, 4 Analogschalter, 2 Kondensatoren, 2 Widerstände, 1 bistabile Kippstufe und 6 NAND-Gatter. Der 12-stellige Ringzähler dient bei nicht vorhandener Synchronisation zur Erzeugung des Impulses T_1.

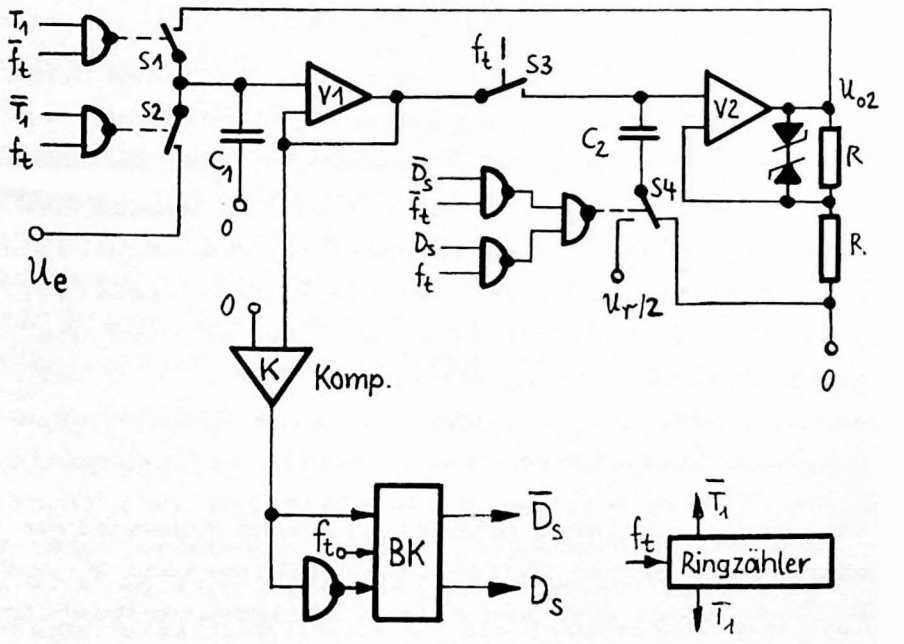


Bild 48

Beide Verstärker sind als Spannungsverstärker gegengekoppelt. Der Verstärker V1 besitzt dabei die Verstärkung 1, während V2 die Verstärkung 2 besitzt.

Die Schalter S1 und S2, der Kondensator C_1 und der Verstärker V1 bilden den einen Abtast- und Haltekreis AH1. Ist einer der beiden Schalter geschlossen, dann folgt die Ausgangsspannung U_{o1} der Eingangsspannung. Sind die Schalter jedoch offen, dann bleibt die Ausgangsspannung konstant.

Der zweite Abtast- und Haltekreis AH 2 besteht aus den Schaltern S3 und S4, dem Kondensator C_2 und dem Verstärker V2. Er besitzt die Verstärkung 2 und ermöglicht Addition oder Subtraktion, je nachdem ob der Koeffizient a_i des digitalen Ausgangssignals D_s gerade 0 oder 1 ist. Der Umsetzung liegt nämlich folgende Gleichung zugrunde:

$$U_{i+1} = 2\,(U_i - a_i\,U_r/2 + \bar{a}_i\,U_r/2).$$

Die Spannung U_i beträgt U_e für i=0. In jedem Schritt wird die halbe Referenzspannung $U_r/2$ entweder von der vorherigen Spannung U_i abgezogen oder zu ihr hinzugefügt. Subtraktion oder Addition werden bestimmt durch die n Koeffizienten a_i des umzusetzenden Ausgangssignals. Ist die Spannung U_i positiv, dann wird der Koeffizient $a_i = 1$ und es wird die halbe Referenzspannung abgezogen. Für $U_i < 0$ ist der Koeffizient $a_i = 0$ und die halbe Referenzspannung wird subtrahiert.

Eine Addition findet dann statt, wenn Kondensator C_2 während der ersten Hälfte einer Taktperiode T_i auf U_{o1} aufgeladen wird und dieser Kondensatorspannung während der zweiten Hälfte die halbe Referenzspannung $U_r/2$ in Serie geschaltet wird.

Die Subtraktion wird durchgeführt, wenn Kondensator C_2 während der ersten Hälfte einer Taktperiode T_1 auf $U_{o1} - U_r/2$ aufgeladen und während der zweiten Hälfte gegen Nullpotential abgefragt wird. Positive Vorspannung wird also dadurch erreicht, daß die Klemme mit niedrigem Potential während des Ladezyklus auf Nullpotential und während des Speicherzyklus auf $+ U_r/2$ gelegt wird. Negative Vorspannung erhält man, indem Kondensator C_2 zuerst mit $+ U_r/2$ und dann mit Nullpotential verbunden wird.

Die Ausgangsspannung U_{o1} des ersten Abtast- und Haltekreises ist die Eingangsspannung des zweiten. Die Ausgangsspannung U_{o2} dieses zweiten Abtast- und Haltekreises wird auf den Eingang des ersten zurückgeführt. Die beiden Abtast- und Haltekreise wechseln sich in der Funktion des Abtastens und Speicherns gegenseitig ab, so daß der Kreis in Wirklichkeit nie geschlossen ist.

Mit dem Komparator K wird das Ausgangssignal U_{o1} des Abtast- und Haltekreises AH 1 mit Nullpotential verglichen. Bei positivem U_{o1} liefert der Komparator eine logische 1, bei negativem U_{o1} eine logische 0, die in der Mitte jeder Taktperiode T_i in das einstufige Schieberegister eingeschrieben werden.

Die Wirkungsweise dieses Umsetzers soll anhand eines speziellen Beispiels mit $U_e = 8{,}4$ V und $U_r = 10$ V näher erläutert werden. Im Ablaufdiagramm nach Bild 49 sind neben der Taktfrequenz f_t und dem Synchronisationsimpuls T_1 die interessierenden Spannungen $U_{o1} = U_{C1}$, U_{C2}, U_{o2} sowie das serielle digitale Ausgangssignal D_s gezeichnet.

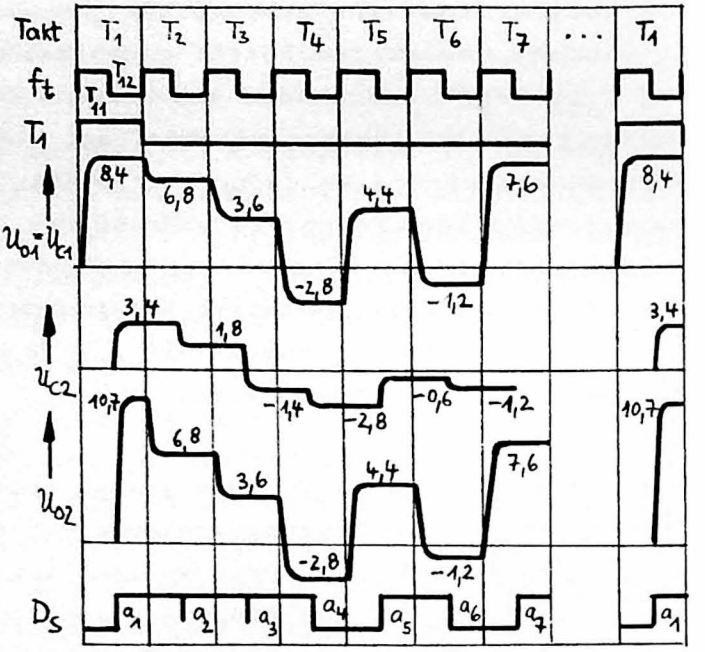


Bild 49

Während der ersten Hälfte der ersten Taktperiode T_{11} ist nur Schalter S2 geschlossen und der Kondensator C_1 wird auf die umzusetzende Eingangsspannung U_e aufgeladen. Die Ausgangsspannung U_{o1} des Kreises AH 1 steigt exponentiell auf + 8,4 V an. Da U_{o1} positiv ist, liefert der Komparator eine logische 1, die in der Mitte von T_1 in die bistabile Kippstufe eingeschrieben wird. Dies ist auch der Koeffizient a_1 des digitalen Ausgangssignals D_s.

Während der zweiten Hälfte T_{12} der ersten Taktperiode ist Schalter S3 geschlossen und S4 verbindet C_2 mit + $U_r/2$. Deshalb wird C_2 auf $U_{o1} - U_r/2$ = 8,4 V - 5 V = 3,4 V aufgeladen. Die Zenerdioden verhindern das Eintreten von U_{o1} in den Bereich der Sättigung.

In der ersten Hälfte T_{21} der zweiten Taktperiode ist S1 geschlossen und S4 verbindet Kondensator C_2 mit

Nullpotential. Die Eingangsspannung am Verstärker V2 beträgt deshalb 3,4 V und U_{o1} wird entsprechend 6,8 V. Da die Spannung U_{o2} immer noch positiv ist, wird auch der Koeffizient $a_2 = 1$.

Während T_{22} ist S3 geschlossen und S4 verbindet C_2 mit $+U_r/2$, so daß C_2 auf 6,8 V - 5 V = 1,8 V aufgeladen wird.

Dieser Vorgang setzt sich in ähnlicher Weise fort, bis die Umsetzung abgeschlossen ist. Das auf diese Weise erhaltene serielle digitale Ausgangssignal stellt die bestmögliche Näherung innerhalb des n-stelligen Ergebnisses dar.

Bei einer Taktfrequenz von 50 kHz, d.h. einer Taktperiode von 20 µs, beträgt die verfügbare Einstellzeit 10 µs. Daraus resultiert eine Zeitkonstante von etwa 1 µs, die bei C = 2000 pF mit R = 500 Ω erreicht werden kann. Es werden an die beiden Verstärker die gleichen Anforderungen gestellt wie beim Umsetzer mit einem Verstärker, also ein maximaler Ausgangsstrom von 20 mA und ein Spannungsanstieg von 6 V/µs.

Während des Speicherzyklus muß die Spannung an den Kondensatoren für 10 µs bis auf 10^{-4} konstant bleiben; das bedeutet 1 mV bei 10 V Maximalspannung. Die relative Spannungsänderung an einer Kapazität ist aber gleich der relativen Ladungsänderung, so daß sich der maximal zulässige Leckstrom zu

$$I_L = \Delta Q/t = 10^{-4}\ Q/t = 10^{-4}\ C \cdot U/t = 200\ nA$$

ergibt. Dies ist ein realistischer und erreichbarer Wert, der einem parallelen Verlustwiderstand von 50 MΩ entspricht. In der Schaltung besteht dieser Widerstand aus der Parallelschaltung des Verstärker-Eingangswiderstandes und dem Auswider-

stand des Analogschalters. Mit Sperrschicht-FETs ist die Anforderung an den Auswiderstand leicht zu erfüllen, der Eingangswiderstand integrierter Verstärker liegt jedoch meist erheblich niedriger.

Die Eingangskapazität der Verstärker verursacht bei diesem Umsetzer keinen Fehler, da sie ständig parallel zur Speicherkapazität liegt. Die Einwiderstände der Analogschalter dürfen wegen der verlangten Zeitkonstante 500 Ω (S1 und S2) bzw. 250 Ω (S3 und S4) nicht überschreiten. Mit zwei Gattern werden die Steuersignale für die Schalter S1 und S2 erzeugt. Die drei anderen Gatter sind zu einem exklusiven ODER-Gatter verschaltet, das für $D_s = 1$ den Schalter S4 mit der Taktfrequenz und für $D_s = 0$ den Schalter mit der negierten Taktfrequenz steuert.

Da der Umsetzer im wesentlichen aus Abtast- und Haltekreisen besteht, können auch alle bedeutenden Probleme auf die Abtastung und Speicherung von Signalen zurückgeführt werden. Wenn für die Abtastung 10 Zeitkonstanten zur Verfügung stehen, dann hat die Spannung am Kondensator bereits mit hoher Genauigkeit den Endwert erreicht. Die genauen Werte der Widerstände und Kondensatoren spielen keine Rolle bei der Beurteilung der Abtastfehler. Im Speicherbetrieb wird der Fehler um so größer, je länger das Signal gespeichert wird. Bei diesem Umsetzer können jedoch die Verlustströme in der relativ kurzen Zeit der Speicherung keine unzulässigen Fehler bewirken.

Nicht zuletzt müssen Nullpunktfehler, Nullpunktdrift und Verstärkungsfehler der Abtast- und Haltekreise bei der Bestimmung des Gesamtfehlers berücksichtigt werden. Wenig problematisch ist der Komparator. Selbst der integrierte Typ µA 710 mit einem typischen

Nullpunktfehler von 2 mV ist über einen größeren Temperaturbereich einsetzbar.

Es ist zu erwarten, daß mit den heute verfügbaren Abtast- und Haltekreisen höhere Genauigkeit als 10^{-3} bei Taktfrequenzen über 50 kHz zu erreichen ist.

3.4.4 Analog-Digital-Umsetzer mit Ladungshalbierung (Capcoder)

Ebenfalls zu den seriellen ADU gehört der Umsetzer mit Ladungshalbierung, der sich prinzipiell von den zyklischen Umsetzern unterscheidet. Wie beim ADU mit sukzessiver Approximation und parallelem DAU wird eine Vergleichsspannung erzeugt und zurückgeführt, die schließlich der umzusetzenden Eingangsspannung bis auf den verbleibenden Quantisierungsfehler gleichgemacht wird.

Die Erzeugung entsprechend gestufter Teilspannungen geschieht hier durch Ladungsaddition. Bei gleichen Kapazitäten ist das gleichbedeutend mit einer Spannungsaddition. In der ersten Taktperiode wird die Referenzspannung U_r von einem Kondensator C_1 abgetastet und die dadurch festgelegte Ladung $Q = C_1 U_r$ in den folgenden Taktperioden so unterteilt, daß die für die Erzeugung der Vergleichsspannung benötigten bewerteten Teilspannungen entstehen.

Da für die folgenden Betrachtungen die Ladungs- bzw. Spannungsverteilung von wesentlicher Bedeutung ist, soll zunächst der allgemeine Fall untersucht werden.

Zwei Kondensatoren C_1 und C_2 sind auf die Spannungen U_1 und U_2 aufgeladen. Sie tragen also die Ladungen $Q_1=C_1U_1$ und $Q_2=C_2U_2$ (Bild 50).

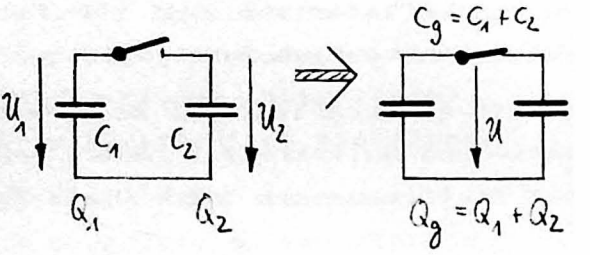


Bild 50

Werden die beiden Kondensatoren parallel geschaltet, dann fließen so lange Ladungen vom Kondensator mit der höheren Spannung zum Kondensator mit der niedrigeren Spannung, bis die Spannung U an der Gesamtkapazität $C = C_1+C_2$ erreicht ist. Die Gesamtladung ist gleich der Summe der Teilladungen $Q=Q_1+Q_2$ und bestimmt über die Gesamtkapazität die sich einstellende Spannung U.

$$U = \frac{C_1U_1 + C_2U_2}{C_1 + C_2} = \frac{U_1 + (C_2/C_1)U_2}{1 + C_2/C_1} .$$

Bei Gleichheit der Kondensatoren $C_1=C_2$ ergibt sich

$$U = (U_1 + U_2)/2 ,$$

also der arithmetische Mittelwert der ursprünglichen Teilspannungen U_1 und U_2. Ein weiterer Sonderfall ist dadurch gegeben, daß der Kondensator C_2 entladen und deshalb die Spannung $U_2=0$ ist. Man erhält

$$U = \frac{U_1}{1 + C_2/C_1} .$$

Sind schließlich außerdem die beiden Kondensatoren gleich, dann tritt Ladungshalbierung und damit auch Spannungshalbierung auf: $U = U_1/2$.

Setzt man diesen Vorgang - ausgehend von einer Referenzspannung $U_1=U_r$ - wiederholt fort, indem nach

Ladungsübernahme immer einer der beiden Kondensatoren entladen wird, so ergeben sich binär gestufte Spannungen vom Betrag

$$\frac{U_r}{2}, \frac{U_r}{4}, \frac{U_r}{8}, \ldots .$$

Im i-ten Schritt wird so durch fortwährende Halbierung eine Spannung $2^{-i}U_r$ erreicht. Zur Bildung der Vergleichsspannung U_v muß nun die Summe oder Differenz dieser bewerteten Teilspannungen gebildet werden.

$$U_v = U_r \sum_{i=1}^{n} b_i 2^{-i} = U_r \sum_{i=1}^{n} (2\,a_i - 1)2^{-i}.$$

Die Koeffizienten b_i können die Werte +1 oder -1 annehmen, je nachdem ob die Koeffizienten a_i eine logische 1 oder 0 darstellen.

Eine Addition oder Subtraktion von Ladungen kann mit der Schaltung nach Bild 51 durchgeführt werden. Es werden dazu ein Operationsverstärker und zwei Kondensatoren benötigt.

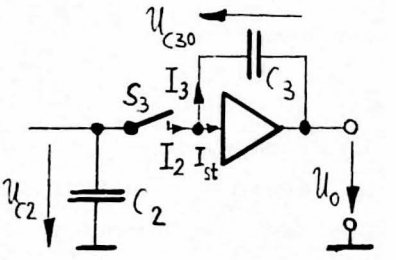


Bild 51

Im Ausgangszustand befindet sich der Kondensator C_2 auf der Spannung U_{C2} und trägt damit die Ladung $Q_2 = C_2\,U_{C2}$, während der Kondensator C_3 im Gegenkopplungszweig des Verstärkers auf U_{C30} aufgeladen ist und die Ladung $Q_{30} = C_3\,U_{C30}$ beinhaltet.

Da der Verstärker selbst nur einen vernachlässigbaren Aussteuerungsstrom I_{st} benötigt, können die Ströme I_2 und I_3 praktisch gleichgesetzt werden. Es fließt dann die volle Ladung Q_2 des Kondensators C_2 zum Kondensator C_3, dessen Ladung Q_{30} um den Betrag Q_2 auf den Wert Q_3 verkleinert wird.

$$Q_3 = Q_{30} - Q_2 = Q_{30} - \int_0^t I_2(t)\,dt.$$

Werden diese Ladungen durch die entsprechenden Produkte aus Spannung und Kapazität ersetzt, dann erhält man bei gleichen Kapazitäten die Spannung U_{C3} am Kondensator C_3 zu

$$U_{C3} = U_{C30} - U_{C2}.$$

Bei geschlossenem Schalter S3 wird also von der ursprünglichen Spannung U_{C30} ein Betrag U_{C2} abgezogen. Es verbleibt die Spannung U_{C3} als Ergebnis der Subtraktion. Diese ist gleich der Spannung U_o am Verstärkerausgang, da unter der Annahme eines idealen Verstärkers auch die notwendige Aussteuerspannung vernachlässigbar klein bleibt.

Die Schaltung eines ADU mit Ladungshalbierung ist in Bild 52 angegeben. Mit den Kondensatoren C_1 und C_2 werden die Bruchteile $U_r/2$, $U_r/4$, $U_r/8$,.. erzeugt, die dann im Kondensator C_3 zur analogen Eingangsspannung U_e addiert oder von ihr subtrahiert werden.

Die umzusetzende Eingangsspannung U_e wird über einen der 7 Analogschalter, nämlich über S1, an die Kapazität C_2 gelegt. Mit S2 wird Kondensator C_1 auf die Referenzspannung U_r aufgeladen. Mit Hilfe von S3 werden die Ladungen gleichmäßig auf die Konden-

satoren C_1 und C_2 verteilt. Der Umschalter S4 legt eine der beiden Klemmen von C_2 an Nullpotential. Mit den Schaltern S5 und S6 wird eine der beiden Anschlußklemmen des Kondensators C_2 an den Summationspunkt des Verstärkers gelegt.

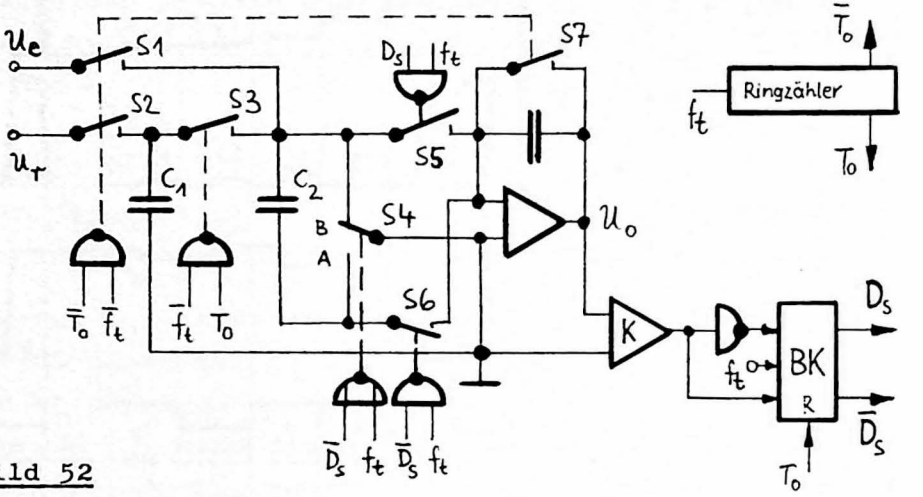


Bild 52

Der Wert des digitalen Ausgangssignals D_s bestimmt, welcher der beiden Schalter S5 oder S6 während einer bestimmten Taktperiodenhälfte geschlossen ist. Ist die Spannung an C_3 negativ, so wird der Koeffizient $a_i=1$ und es ist der Schalter S6 geschlossen, so daß die Referenzspannung U_r zur Spannung U_{C3} an C_3 addiert wird. Ist jedoch U_{C3} positiv, dann ist $a_i=0$ und es ist S5 geschlossen, womit die Referenzspannung U_r von der Spannung U_{C3} abgezogen wird.

Wieder am Beispiel einer Referenzspannung $U_r=10$ V und einer analogen Eingangsspannung $U_e=8{,}4$ V soll die Funktionsweise des ADU mit Ladungshalbierung gezeigt werden (Bild 53).

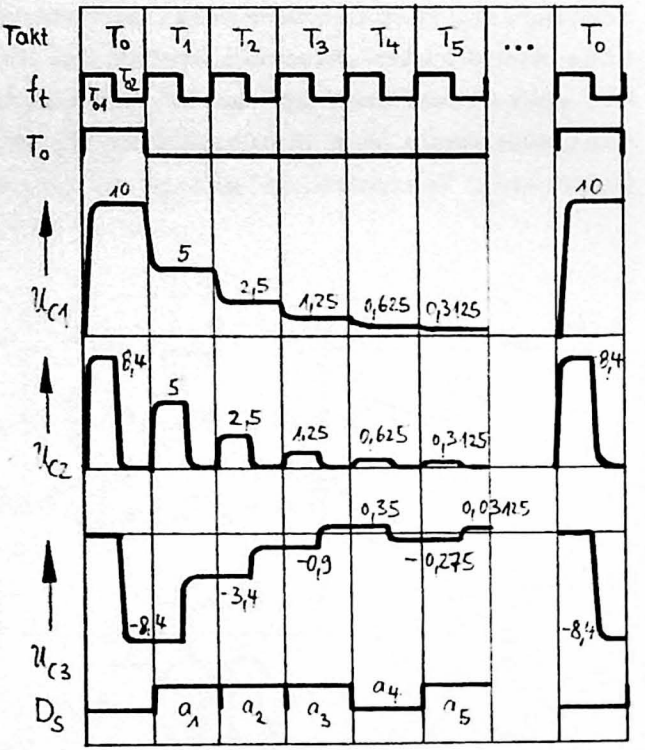


Bild 53

Neben der Taktfrequenz f_t und dem Synchronisationsimpuls T_o sind die Spannungen U_{C1}, U_{C2} und U_{C3} an den entsprechenden Kondensatoren im Ablaufdiagramm dargestellt. Als Ergebnis der Umsetzung erhält man die Koeffizienten a_i des seriellen digitalen Ausgangssignals D_s.

Die Umsetzung beginnt während T_{o1} bei geschlossenen Schaltern S1, S2, S4A und S7. Damit wird der Kondensator C_1 auf +10 V aufgeladen, C_2 auf +8,4 V und C_3 wird entladen. Während T_{o2} ist S5 geschlossen, S4 bleibt in Stellung A. Die Ladung auf dem Kondensator C_2 wird dadurch auf den Kondensator C_3 übertragen. Am Schluß der Taktperiode T_o betragen die Spannungen U_{C1} = +10 V, U_{C2} = 0 und U_{C3} = 8,4 V. Die Ausgangsspannung U_o des Verstärkers wird damit auch -8,4 V

und der Komparator liefert am Ausgang eine logische Eins, die in die bistabile Kippstufe BK zu Beginn der Taktperiode T_1 eingeschrieben wird. Der Koeffizient a_1 beträgt also 1.

Während T_{11} ist S3 geschlossen und wegen $a_1=1$ bleibt S4 in Stellung A. Die Ladungen auf C_1 und C_2 werden gleich und deshalb die Spannungen $U_{C1} = U_{C2} = +5$ V. Die Schalter S4B und S6 sind während T_{12} geschlossen, so daß U_{C2} zu U_{C3} addiert wird, die dadurch den Wert $-8{,}4$ V + 5 V = $-3{,}4$ V annimmt. Weil U_o immer noch negativ ist, wird zu Beginn der Taktperiode T_2 eine 1 in das einstufige Schieberegister eingeschrieben. Der Koeffizient a_2 beträgt also ebenfalls $a_2=1$.

Während T_{21} sind die Schalter S3 und S4A geschlossen, die Ladungen auf C_1 und C_2 werden wieder halbiert und es betragen die Spannungen $U_{C1} = U_{C2} = 2{,}5$ V. Während T_{22} sind die Schalter S4B und S6 geschlossen, womit U_{C2} zu U_{C3} addiert wird und somit U_{C3} = $-$ 3,4 V + 2,5 V = $-0{,}9$ V wird. Die Spannung U_o ist immer noch negativ, Koeffizient a_3 also gleich 1.

Bei geschlossenen S3 und S4A erhält man während T_{31} für die Spannungen $U_{C1} = U_{C2} = 1{,}25$ V. Während T_{32} sind S4B und S6 geschlossen und U_{C3} wird entsprechend $-0{,}9$ V + 1,25 V = +0,35 V. Jetzt ist U_o positiv, deshalb $a_4 = 0$.

Dieser Vorgang der Umsetzung kann für beliebig viele Stellen fortgesetzt werden. Es ist jedoch sinnvoll, die Umsetzung nur so weit zu treiben, bis die Spannungen U_{C1} und U_{C2} Werte von etwa 1 mV erreicht haben, da sich wegen der Nullpunktfehler und Nullpunktdriften bei weiterem Betrieb keine verläßlichen Stellen mehr ergeben. Bei einer Referenzspannung von 10 V können sinnvollerweise also nur etwa 12 Stellen um-

gesetzt werden. Der erreichbare Quantisierungsfehler liegt also etwa bei $2{,}5 \cdot 10^{-4}$.

Der beschriebene Umsetzer ist für bipolaren Betrieb geeignet. Während sich bei einer Eingangsspannung von $U_e = +8{,}4$ V die ersten 6 Stellen des digitalen Ausgangssignals im unterdrückten Binärcode zu 111 010 ergeben, beträgt das serielle Ausgangssignal 000 101, wenn die Eingangsspannung -8,4 V ist. Die somit dargestellten 26/32 sind die beste Näherung für den Wert 8,4/10 = 0,84 bei 6-stelliger Darstellung.

Der Aufwand ist ähnlich wie beim zyklischen Umsetzer mit einem Verstärker. Statt 2 Präzisionswiderständen werden jedoch hier 3 Präzisionskapazitäten verwendet. Dies stellt einen Nachteil dar, da es wesentlich einfacher ist, zwei Widerstände zu finden, die in einem festen Verhältnis zueinander stehen, als drei gleichgroße Kapazitäten.

Wie bei den zyklischen ADU müssen auch bei diesem Umsetzer die Verstärker hohe Ausgangsströme ermöglichen und kurze Anstiegszeiten besitzen. Die Analogschalter brauchen weder besonders schnell zu sein noch einen besonders niedrigen Einwiderstand zu besitzen. Die einzige Anforderung liegt in einer niedrigen Eigenkapazität der Schalter.

Der Nullpunktfehler des Komparators soll kleiner als der Quantisierungsfehler des Umsetzers sein. Die Übertragungseigenschaften des ADU mit Ladungshalbierung hängen im wesentlichen von der Höhe der Taktperiode und den statischen Fehlern bei der Umsetzung ab. Bei hinreichend großer Taktperiode können die Fehler bei der Ladungsübernahme klein gehalten werden. Die Fehler bei der Ladungsspeicherung werden

um so kleiner, je größer die Kapazitäten oder je kleiner die Rest- und Verlustströme sind. Die Nullpunktfehler des Verstärkers und Komparators lassen sich genügend niedrig halten oder kompensieren.

Es verbleiben unter diesen Voraussetzungen allein die Fehler, die von einem ungenauen Abgleich der 3 Kapazitäten herrühren. Während ein Abgleich auf $\pm 10^{-3}$ noch ohne weiteres möglich ist, entstehen beim Abgleich auf $2{,}5 \cdot 10^{-4}$ bereits Probleme. Noch schwieriger ist es, die symmetrischen Kapazitäten langzeitig und bei geänderten Einflußgrößen aufrecht zu erhalten.

Ein ausgeführter Umsetzer mit Ladungshalbierung erreicht 20 000 Umsetzungen pro Sekunde bei einer Genauigkeit von 10^{-3} v.E. in einem erweiterten Temperaturbereich von -55 °C bis +85 °C. Der beschriebene Umsetzer ist unter der Bezeichnung Capcoder bekannt geworden.

3.5 Serielle Analog-Digital-Umsetzer ohne Taktsteuerung (Sequentielle oder Laufzeit-Umsetzer)

Einer der Hauptvorteile der sequentiellen Umsetzer besteht darin, daß am Ausgang ein kontinuierliches Signal zur Verfügung steht, ohne daß eine Taktsteuerung zur Synchronisierung oder Rücksetzung benötigt wird. Die Umsetzungszeit ist nur durch die Laufzeiten in den entsprechenden Stufen bestimmt. Deshalb werden diese Umsetzer gerne auch als Laufzeit-Umsetzer bezeichnet. Wegen der kaskadenartigen Anordnung ist auch die Bezeichnung Kaskadenumsetzer sinnvoll.

3.5.1 Laufzeit-Umsetzer mit fester Vergleichsspannung

Ein n-bit-Laufzeit-Umsetzer besteht im wesentlichen aus n 1-bit-Analog-Digital-Umsetzern. Wie man im Blockschaltbild nach Bild 54 erkennen kann, wird der ersten Stufe die umzusetzende Eingangsspannung U_e zugeführt.

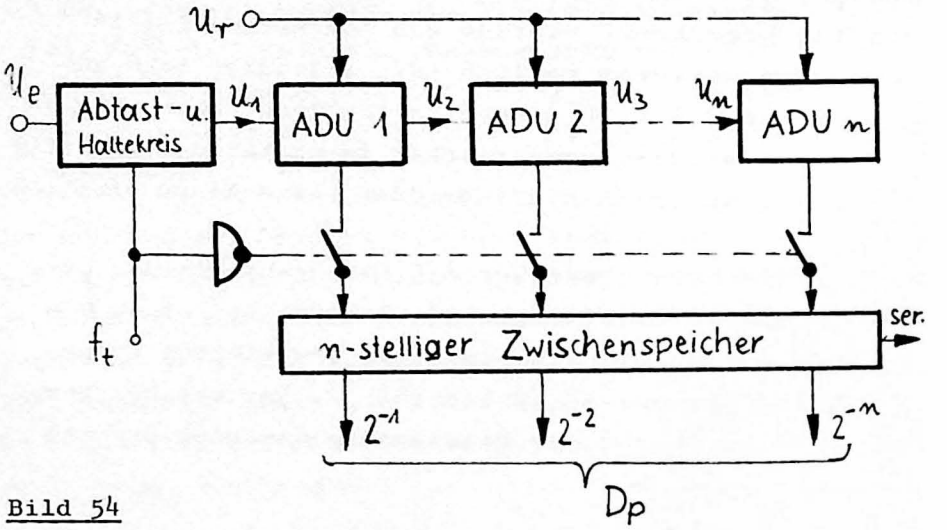


Bild 54

Die Eingangsspannung aller anderen Stufen wird durch die Ausgangsspannung der vorangehenden Stufe gebildet; also ein Kaskadenbetrieb. Jeder 1-bit-ADU wird mit der Referenzspannung versorgt. Das digitale Ausgangssignal jeder Stufe stellt eine Stelle des parallelen, binärcodierten Ausgangssignals dar. Der erste Umsetzer ADU 1 liefert die Stelle mit der größten Stellenwertigkeit.

Ein wesentlicher Vorteil dieses Umsetzers besteht darin, daß alle n Umsetzerstufen gleich aufgebaut sind und gleich betrieben werden. Bild 55 zeigt den Aufbau eines solchen einstufigen Umsetzers.Er besteht aus einem Komparator, einer Subtraktionsstelle, einem Analogschalter und einem Verstärker mit der Verstärkung 2.

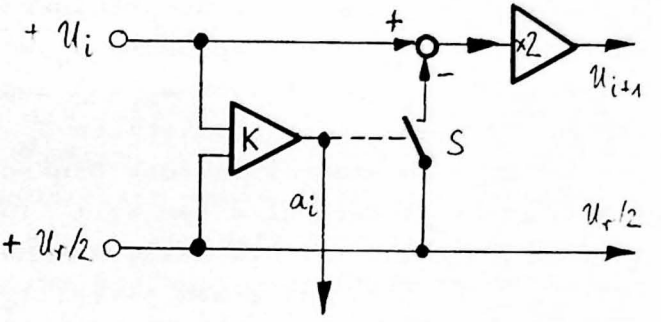


Bild 55

Der Komparator liefert den Koeffizienten $a_i = 1$ oder 0, je nachdem, ob die Spannung U_i größer oder kleiner als die halbe Referenzspannung $U_r/2$ ist. Ist die Spannung U_i größer, so ist $a_i=1$, der Schalter S geschlossen und es wird die halbe Referenzspannung von U_i abgezogen. Ist jedoch U_i kleiner, dann ist $a_i=0$, Schalter S bleibt offen und es wird nichts abgezogen. Der nachfolgende Verstärker multipliziert die erhaltene Spannung mit dem Faktor 2. Als Ausgangsspannung des Operationsverstärkers erhält man deshalb

$$U_{i+1} = 2\ (U_i - a_i\ U_r/2).$$

Am Beispiel einer umzusetzenden Eingangsspannung von $U_e = 8{,}4$ V und einer Referenzspannung von $U_r = 10$ V kann die Funktion dieses Umsetzers leicht erklärt werden. Da die Spannung $U_e = 8{,}4$ V größer als die halbe Versorgung $U_r/2 = 5$ V ist, beträgt der Koeffizient $a_1 = 1$ und die Spannung U_2 beträgt deshalb

$$U_2 = 2\ (U_e - a_1\ U_r/2) = 2\ (8{,}4\ \text{V} - 5\ \text{V}) = +\ 6{,}8\ \text{V}.$$

Die Spannung U_2 beträgt also 6,8 V und ist immer noch größer als 5 V. Der Koeffizient a_2 ist deshalb ebenfalls gleich 1 und die Spannung U_3 wird damit $U_3 = +\ 3{,}6$ V.

Spannung U_3 = + 3,6 V ist nun kleiner als 5 V. Damit wird a_3 = 0 und die Spannung U_4 = 7,2 V. In ähnlicher Weise ergibt sich a_4 = 1 und U_5 = + 4,4 V. Für a_5 = 0 ergibt sich schließlich U_6 = + 8,8 V. Die ersten 5 Umsetzerstufen des binärcodierten Eingangssignals liefern also den Wert 11010. Das entspricht 26/32 und ist die beste Annäherung an den Wert 8,4/10 = 0,84 bei einem 5-stelligen Wert.

Eine mögliche Ausführungsform eines unipolaren 1-bit-ADU ist in Bild 56 angegeben.

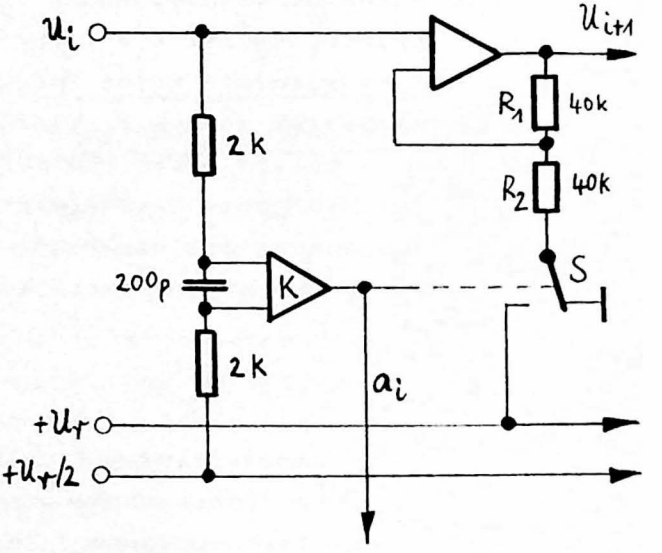


Bild 56

Ein integrierter Komparator überprüft, ob die Eingangsspannung U_i größer oder kleiner als die halbe Referenzspannung $U_r/2$ ist. Mit einem Tiefpaßfilter werden Störspitzen herausgefiltert, der Operationsverstärker ist als Spannungsverstärker geschaltet mit der Verstärkung 2. Wenn der Spannungsteiler mit dem Schalter S an + 5 V gelegt wird, so kann die Subtraktion $U_i - U_r/2$ durchgeführt werden. Für einen idealen Verstärker ergibt sich

$$U_i = \frac{U_{i+1} + U_r}{2} \qquad \text{oder} \qquad U_{i+1} = 2\,(U_i - U_r/2).$$

Damit ist sowohl die Subtraktion als auch die Multiplikation mit 2 erfolgt. Liegt der Schalter an $+U_r$, so liefert der Komparator den Wert $a_i = 1$. Schalter an Nullpotential ergibt den Wert $a_i = 0$.

An den Einwiderstand des Analogschalters werden hohe Anforderungen gestellt, da sich dieser Betrag direkt zum Widerstand R_2 addiert. Für einen 12-bit-Umsetzer darf die Änderung des Einwiderstandes nur weniger als 2 Ω betragen. Bei Verwendung von Junction-FETs muß in Serie zu R_1 ein ständig eingeschalteter Schalter angeordnet werden, damit nur die Differenz der Einwiderstände einen Fehler verursacht.

Die Genauigkeit dieses Laufzeit-Umsetzers ist im wesentlichen durch die Genauigkeit der Stufe mit der größten Stellenwertigkeit gegeben. Die Fehler in den nachfolgenden Stufen gehen nur entsprechend geschwächt in den Gesamtfehler ein. Mit den derzeit verfügbaren Bauelementen, nämlich dem Operationsverstärker µA 710, Transistorschaltern und Präzisionswiderständen mit einer Genauigkeit von 10^{-4}, lassen sich Gesamtfehler von weniger als 10^{-3} erzielen.

Die Umsetzungsgeschwindigkeit hängt praktisch nur vom verwendeten Operationsverstärker ab. Da die Verstärker selbst bei kleinen Änderungen der Eingangsspannung voll ausgesteuert werden können, muß gemäß einer statistischen Verteilung mit dem 6-fachen Meßumfang gerechnet werden. Bei einer Anstiegszeit von 0,5V/µs und einem Bereich von 10 V ergäbe sich eine Einstellzeit von 120 µs. Mit dem schnellsten derzeit verfügbaren Verstärker (integriert) lassen sich Anstiegszeiten von 10 V/µs erreichen. Es ergeben sich dann Umsetzungszeiten von weniger als 6 µs.

3.5.2 Laufzeit-Umsetzer mit variabler Vergleichsspannung

Die Umsetzungsgeschwindigkeit der Laufzeit-Umsetzer mit fester Vergleichsspannung ist vorwiegend durch die Anstiegszeit der Verstärker bestimmt. Laufzeitumsetzer mit variabler Vergleichsspannung kommen ohne Verstärker aus, da das umzusetzende Eingangssignal U_e direkt mit einem Bruchteil der Referenzspannung U_r verglichen wird.

Jede Stufe des Laufzeitumsetzers mit variabler Vergleichsspannung besteht nur aus einem Komparator und einem Widerstandsnetzwerk, das die variable Vergleichsspannung erzeugt. Nach Bild 57 wird in der ersten Stufe die Eingangsspannung U_e mit Nullpotential verglichen. Dazu wird kein Widerstandsnetzwerk benötigt. Die Netzwerke für die folgenden Stufen sind alle unterschiedlich aufgebaut.

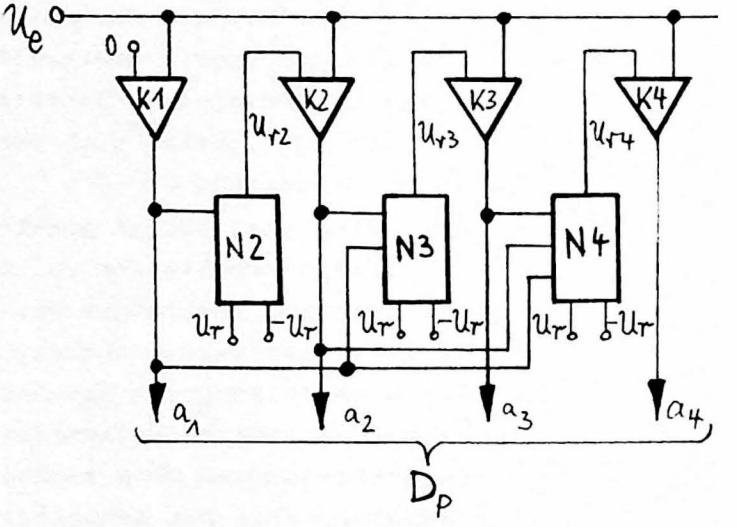


Bild 57

Die Ausgangsspannungen U_{ri} des Netzwerkes Ni hängen von den Koeffizienten a_1, a_2, ..., a_{i-1} der vorange-

gangenen Stufen ab. Allgemein können die Spannungen U_{ri} geschrieben werden als

$$U_{ri} = a_1 U_r/2 + a_2 U_r/4 + a_3 U_r/8 + \ldots .$$

Der 4-stellige Laufzeit-Umsetzer mit variabler Referenzspannung nach Bild 58 besteht aus 4 Komparatoren K1 bis K4, drei Analogschaltern und 3 Widerstandsnetzwerken. Die Schalter in den Widerstandsnetzwerken erzeugen die veränderlichen Vergleichsspannungen U_{r2} bis U_{r4}. $U_{r1} = 0$.

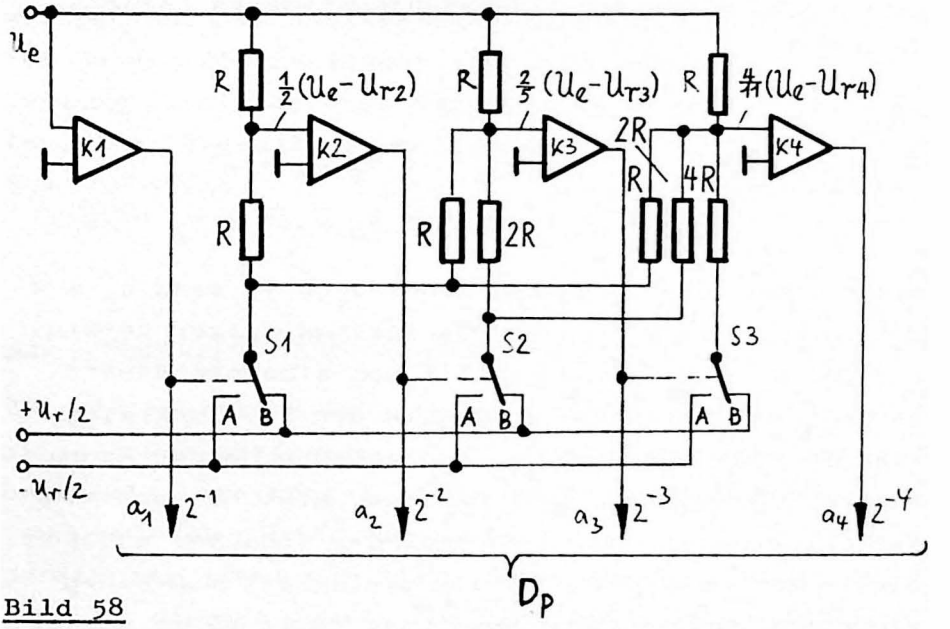


Bild 58

Wie man aus der Schaltung erkennen kann, werden die Spannungen 1/2 $(U_e - U_{r2})$, 2/5 $(U_e - U_{r3})$ und 4/11 $(U_e - U_{r4})$ gebildet, was unter den gegebenen Umständen leichter realisiert werden kann. Außerdem werden die Eingangsspannungen an den Komparatoren kleiner. Dies ist im besonderen dann von Vorteil, wenn integrierte Komparatoren eingesetzt werden.

Die Zusammenhänge zwischen den Referenzspannungen können durch

$$U_{r\,i+1} = U_{r\,i} \pm 2^{-i}\, U_r$$

allgemein beschrieben werden. Die Spannung U_{r4} berechnet sich beispielsweise zu

$$U_{r4} = U_{r3} \pm 2^{-3}\, U_r .$$

Im Gegensatz zu den Netzwerken in DAU müssen bei diesen Netzwerken die vorherigen Werte vergrößert oder verkleinert werden können. Die Spannungen an den Knotenpunkten der Widerstandsnetzwerke berechnen sich zu

$$U_{o2} = 1/2\ (U_e + b_1\, U_r/2),$$
$$U_{o3} = 2/5\ (U_e + b_1\, U_r/2 + b_2\, U_r/4),$$
$$U_{o4} = 4/11(U_e + b_1\, U_r/2 + b_2\, U_r/4 + b_3\, U_r/8).$$

Die Koeffizienten betragen dabei $b_i = 1$, wenn $a_i = 1$ und $b_i = -1$, wenn $a_i = 0$. Die Analogschalter verbinden die Referenzspannungen mit den Widerstandsnetzwerken. Diese Schalter S sind in der Stellung A, wenn das Ausgangssignal a_i des entsprechenden Komparators Ki den Wert $a_i = 1$ besitzt, also bei positiver Eingangsspannung. Besonders der Schalter an der Stelle mit der größten Stellenwertigkeit muß einen niedrigen Einwiderstand besitzen, da er nicht nur einen niedrigeren Widerstandswert, sondern auch mehrere Widerstände schaltet.

Nur das Verhältnis der Widerstände in diesen Netzwerken muß mit einer bestimmten Genauigkeit eingehalten werden. Es lassen sich Gleichlaufabweichungen von weniger als $2{,}5 \cdot 10^{-4}$ im Temperaturbereich von $-55\ ^{\circ}C$ bis $+85\ ^{\circ}C$ erzielen. Die Genauigkeit

dieses Laufzeit-Umsetzers ist außerdem durch die Einwiderstände der Analogschalter und durch den Nullpunktfehler der Komparatoren bestimmt.

Mit diesem ADU lassen sich Genauigkeiten von besser als $5 \cdot 10^{-4}$ erzielen. Prinzipiell können auch 10- bis 12-stellige Umsetzer aufgebaut werden. Bei einem 12-stelligen Umsetzer würden aber 77 Präzisionswiderstände benötigt und der Schalter in der ersten Stufe müßte 11 Widerstände R schalten.

Die Umsetzungsgeschwindigkeit dieses Umsetzers ist nur durch die Laufzeitverzögerungen in den Komparatoren und den Analogschaltern gegeben, die typisch bei 50 und 200 ns liegen. Für eine 4-stellige Umsetzung wird also eine Gesamtzeit von etwa 1 µs und für eine 12-stellige Umsetzung eine Zeit von etwa 3 µs benötigt.

3.6 Seriell-Parallel-Analog-Digital-Umsetzer

Bei den seriellen ADU werden die n Stellen des digitalen Ausgangssignals in n Schritten gebildet. Im Gegensatz dazu benötigen die parallelen ADU (Simultanumsetzer) für 2^n Quantisierungsstufen 2^n-1 Komparatoren. Diese parallelen Umsetzer sind zwar sehr schnell, werden jedoch für mehr als 5 oder 6 Stellen wegen des Aufwandes unausführbar. Einen vernünftigen Kompromiß zwischen Umsetzungsgeschwindigkeit und Aufwand bilden die Seriell-Parallel-ADU, die sich gleichzeitig des Prinzips der Simultanumsetzer und des Prinzips der Laufzeit-Umsetzer bedienen.

Das Blockschaltbild eines 12-stelligen Seriell-Parallel-Umsetzers ist in Bild 59 angegeben.

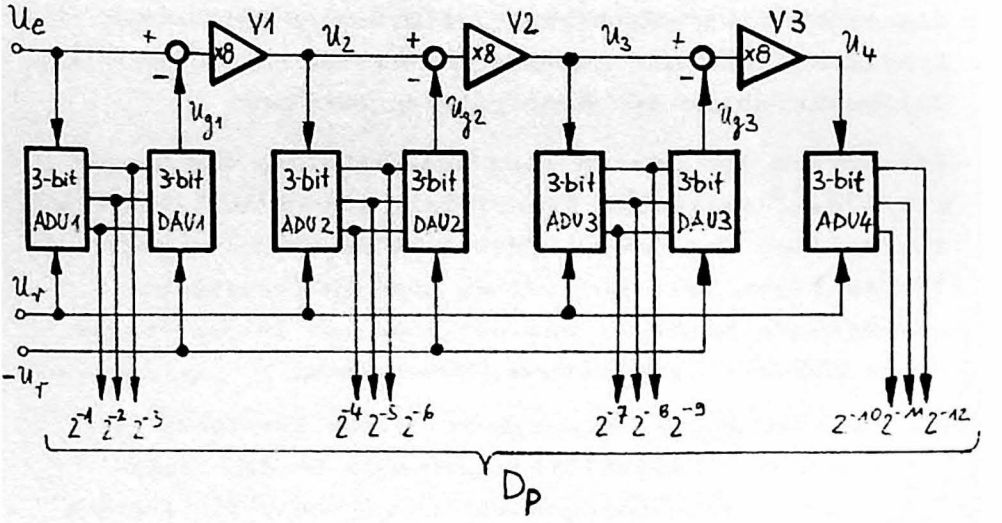


Bild 59

Das 12-stellige Ausgangssignal D_p wird über 4 Stufen mit jeweils einem 3-stelligen Simultanumsetzer gebildet. Die Ersparnis von Bauelementen wird klar ersichtlich, da hier nur 21 Komparatoren gegenüber 4095 Komparatoren bei einem 12-stelligen Simultanumsetzer benötigt werden.

Allgemein kann ein m · n-stelliger Seriell-Parallel-Umsetzer durch die Kaskadenanordnung von m gleichartigen n-stelligen AD- und DA-Umsetzern mit m-1 Operationsverstärkern aufgebaut werden.

Im 12-stelligen Umsetzer nach Bild 59 wird die Eingangsspannung U_e mit dem ersten 3-stelligen ADU 1 verbunden, der U_e in den 3 Stellen mit der größten Stellenwertigkeit, nämlich 2^{-1}, 2^{-2} und 2^{-3}, umsetzt. Das 3-stellige Ausgangssignal wird mit einem 3-stelligen DAU 1 in eine Analogspannung U_{g1} zurückverwandelt. Diese Spannung U_{g1} wird von U_e abgezogen und die Differenz mit dem Operationsverstärker V1 mit

dem Faktor 8 multipliziert. Die Ausgangsspannung U_2 des Operationsverstärkers V1 beträgt demnach

$$U_2 = 8\ (U_e - U_{g1}).$$

Diese Spannung U_2 wird mit dem Umsetzer ADU 2 in den nächsten 3 Stellen, 2^{-4}, 2^{-5} und 2^{-6}, umgesetzt. Mit dem DAU 2 erfolgt die Rückverwandlung in die Spannung U_{g2}, die von der Spannung U_2 abgezogen wird. Wieder erfolgt die Multiplikation mit dem Faktor 8 im Verstärker V2 und es ergibt sich als Ausgangsspannung U_3 des Verstärkers V2

$$U_3 = 8\ (U_2 - U_{g2}).$$

Die 3 nächsten Stellen werden in gleicher Weise im ADU 3 gebildet. DAU 3 liefert die Spannung U_{g3} und am Ausgang des Verstärkers V3 erhält man die Spannung U_4 zu

$$U_4 = 8\ (U_3 - U_{g3}),$$

die mit dem ADU 4 in den letzten 3 Stellen umgesetzt wird.

Die erreichbare Gesamtgenauigkeit hängt praktisch nur von der ersten Stufe ab, da der Fehler der nachfolgenden Stufe bereits 8-mal so groß sein müßte, um den gleichen Fehlerbeitrag zu liefern.

Die Ausgangsspannung U_{i+1} der i-ten Stufe hängt über den Zusammenhang nach Bild 60 mit der Eingangsspannung U_i zusammen. Arbeiten der ADU und der DAU einer Stufe fehlerfrei, so besitzen sie die Verstärkung 1 und die Sägezahnspannung U_{i+1} überschreitet weder den Maximalwert noch unterschreitet sie den Wert Null.

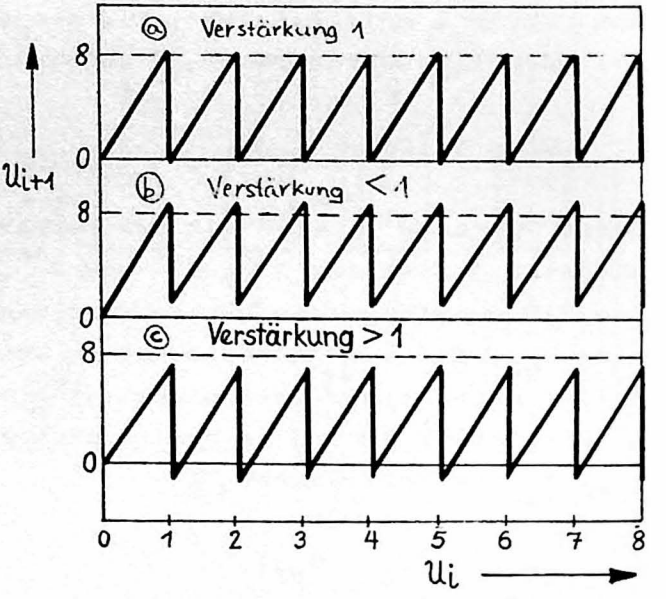


Bild 60

In den Fällen b) und c) ist die Verstärkung kleiner bzw. größer als 1 und die Sägezahnspannung über- bzw. unterschreitet bei bestimmten Werten von U_i die Maximalspannung oder den Wert Null.

Wie man leicht erkennen kann, brauchen nur die 3-stelligen DAUs genau zu sein. Fehler in den 3-stelligen ADUs werden durch Beobachtung der Sägezahnspannung offenkundig. Bei Überschreitung des Maximalwertes einer Verstärkerausgangsspannung ist eine Fehlerkorrektur möglich. Es werden dazu je Stufe zwei Komparatoren und ein 3-stelliger Paralleladdierer benötigt. Mit Fehlerkorrektur können dann einfachere und weniger genaue Komparatoren eingesetzt werden.

3.7 Analog-Digital-Umsetzer mit Zwischengrößen [43, 44, 45]

Die indirekten ADU verwandeln das umzusetzende Eingangssignal zuerst in eine Zwischengröße, die dann

leicht in ein digitales Signal umgesetzt werden kann. Als Zwischengrößen sind Zeit und Frequenz vorzüglich geeignet, da diese Größen mit den Mitteln der digitalen Zeit- und Frequenzmessung einfach in Digitalsignale abgebildet werden können.

ADU mit Zwischengröße arbeiten mit einfachen Schaltkreisen und unkritischen Bauelementen. Der Nachteil liegt in der vergleichsweise niedrigen Umsetzungsgeschwindigkeit. Um mit einer Taktfrequenz von 1 MHz bis 2^{12} zu zählen, benötigt man 4,096 ms. Die Umsetzgeschwindigkeit beträgt dann nur etwa 250 Umsetzungen pro Sekunde. Für viele Anwendungen in der Automatisierungstechnik ist dieser Wert jedoch ausreichend.

Bei allen ADU mit Zwischengröße ist ein Integrationsglied vorhanden. Beim Sägezahnumsetzer wird eine konstante Referenzspannung integriert und ergibt somit die Sägezahnspannung; die erhaltene Zwischengröße - eine Zeit - ist dann abgelaufen, wenn die umzusetzende Eingangsspannung den Wert der Sägezahnspannung erreicht hat.

Im Gegensatz zum Sägezahnumsetzer werden beim Spannungs-Frequenz-Umsetzer und beim Zweirampenumsetzer die umzusetzenden Eingangsspannungen integriert; man spricht dann von integrierenden Umsetzern. Beim Spannungs-Frequenz-Umsetzer wird der Integrationsverstärker zurückgesetzt, wenn die Ausgangsspannung eine feste Vergleichsspannung erreicht hat, und die Integration wird wiederholt.

Beim Zweirampenumsetzer wird die Eingangsspannung für eine konstante, vorgegebene Zeit hochintegriert. Die Zwischengröße ist dann die Zeit, die für die Rückintegration mit einer konstanten Referenzspannung benötigt wird.

Die Integration erfolgt häufig mit einer Kapazität C. Die Spannung U_C an einem Kondensator ergibt sich ja aus dem zeitlichen Integral über den Strom I_C durch die Kapazität.

$$U_C = \frac{1}{C} \int I_C(t)\, dt .$$

Weniger häufig geschieht die Integration mit Hilfe einer Induktivität oder mit einer Gegeninduktivität wie beim ADU auf magnetischer Basis.

3.7.1 Sägezahnumsetzer (Impulsbreiten-Umsetzer)

Beim Sägezahnumsetzer wird die Eingangsspannung U_e zuerst in eine proportionale Zeit t_x als Zwischengröße umgewandelt. Dann erfolgt mit den Mitteln der digitalen Zeitmessung die Umsetzung in ein paralleles digitales Ausgangssignal D_p.

Nach Bild 61 geschieht die Umsetzung der Spannung U_e in eine Impulsbreite t_x dadurch, daß U_e mit einer Sägezahnfunktion (Rampenfunktion) U_s verglichen wird.

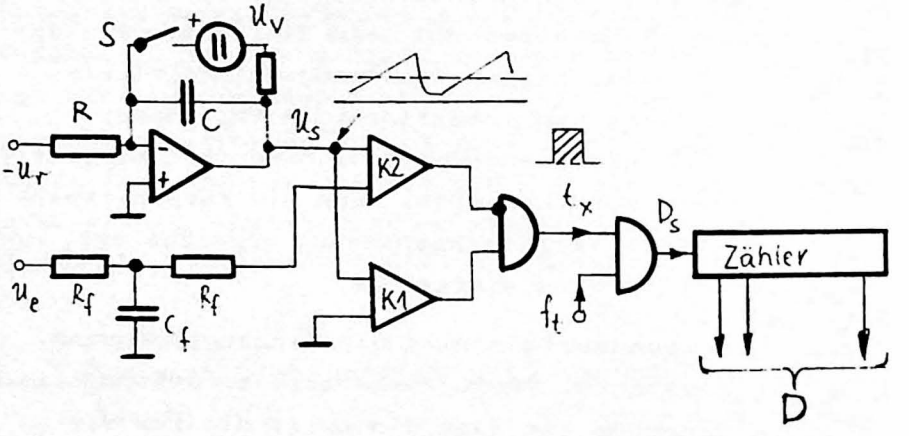


Bild 61

Beim Nulldurchgang der Sägezahnspannung U_s wird die Zeit t_x gestartet. Beim Erreichen der umzusetzenden Eingangsspannung U_e ist die Zeit t_x abgelaufen. Das Zählergebnis im Ausgangszähler beträgt $D_p = f_t \, t_x$; es ist der Eingangsgröße U_e proportional.

Die Schaltung besteht aus dem Sägezahngenerator, der Vergleicherschaltung und einem digitalen Anteil. Der Sägezahngenerator ist als rücksetzbarer Integrationsverstärker mit dem Widerstand R und der Kapazität C aufgebaut. Am Eingang des Integrationsverstärkers liegt die konstante negative Referenzspannung $-U_r$. Die Ausgangsspannung U_s des Sägezahngenerators zur Zeit t berechnet sich zu

$$U_s = \frac{1}{R\,C} \int_0^t U_r \, dt .$$

Bei konstanter Referenzspannung U_r ergibt sich

$$U_s = \frac{U_r \cdot t}{R\,C} .$$

Die erhaltene Sägezahnspannung U_s ist also direkt proportional der Zeit t und der Referenzspannung U_r, aber umgekehrt proportional dem Widerstand R und der Integrationskapazität C. Die genauen Werte von R und C sind also sehr wesentlich. Während sich Präzisionswiderstände mit Fehlern kleiner als 5.10^{-4} leicht herstellen lassen, sind Präzisionskapazitäten mit derart niedrigen Fehlern nicht verfügbar. Im besonderen stört eine relativ starke Temperaturabhängigkeit.

Im Ablaufdiagramm nach Bild 62 ist die Wirkungsweise des Sägezahnumsetzers aufgezeigt.

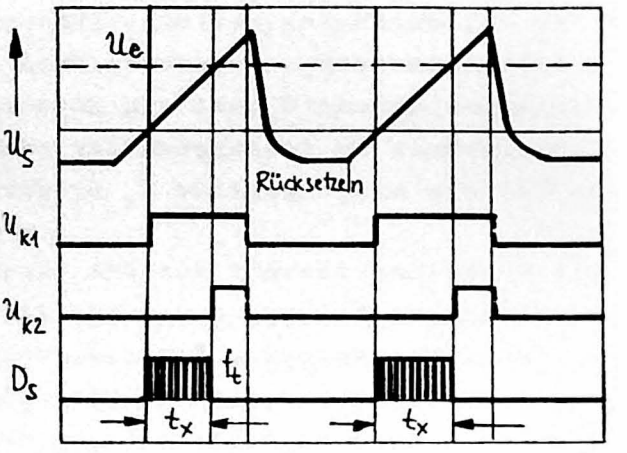


Bild 62

Die Ausgangssignale der beiden Komparatoren K1 und K2 werden gleich 1, wenn die Sägezahnspannung U_s größer als Null bzw. größer als die Eingangsspannung U_e geworden ist. Das Tor vor dem n-stelligen Zähler wird also für die Zeit t_x geöffnet, während der Komparator K1 eine 1 und Komparator K2 eine 0 am Ausgang liefert. Eine Impulsfolge D_s am Torausgang entsteht durch die Verknüpfung mit der Taktfrequenz f_t gemäß der Beziehung $D_s = f_t \, t_x$.

Nach Ablauf der Zeit t_x steht dann im Ausgangszähler das gewünschte parallele digitale Ausgangssignal $D_p = f_t \, t_x$. Die Sägezahnspannung muß nach Erreichen eines bestimmten Maximalwertes durch Schließen des Schalters S zurückgesetzt werden.

Bei Spannungsgleichheit $U_s = U_e$ beträgt die Zeit t_x

$$t_x = R \, C \, \frac{U_x}{U_r} \, .$$

Das Ausgangssignal D_p ergibt sich demnach zu

$$D_p = R \, C \, f_t \, \frac{U_x}{U_r} \, .$$

Soll der Quantisierungsfehler bei einer maximalen Eingangsspannung $U_{e\ max} = U_r$ nur $5 \cdot 10^{-4}$ betragen, dann muß das Produkt aus Zeitkonstante und Taktfrequenz $R\ C\ f_t = 2000$ sein. Bei einer Taktfrequenz von 10 MHz erhält man also eine Zeitkonstante von 0,2 ms, was mit R = 20 kΩ und C = 10 nF realisiert werden kann. Die Umsetzungszeit t_x ist dann maximal gleich der Zeitkonstanten R C = 0,2 ms.

Mit den angegebenen Werten kann ein integrierter linearer Schaltkreis als Gleichspannungsverstärker eingesetzt werden. An den Einwiderstand des Analogschalters zur Rücksetzung der Integrationskapazität werden keine hohen Anforderungen gestellt. Weniger als 1 kΩ ist ausreichend.

Der Sägezahnumsetzer ist ein Momentanwertumsetzer. Wenn also der Eingangsspannung U_e eine Störwechselspannung überlagert ist, dann muß diese mit Hilfe eines Tiefpasses herausgefiltert werden.

Ein bipolarer Betrieb dieses Umsetzers ist durch Rücksetzen auf eine negative Anfangsspannung möglich. Die Vorzeichenerkennung übernimmt dann eine entsprechende Logik, die die Ausgangssignale der Komparatoren auswertet.

Die Gesamtgenauigkeit dieses Umsetzers hängt davon ab, wie genau der Sägezahn erzeugt und wie exakt der Spannungsvergleich durchgeführt werden kann. Bei einer Referenzspannung von 5 V ist ein Fehler von 1 mV beim Spannungsvergleich zulässig, wenn eine Genauigkeit von $5 \cdot 10^{-4}$ erzielt werden soll. Diese Genauigkeit kann aber wegen des Temperaturganges der Integrationskapazität nur bei einer bestimmten Temperatur eingehalten werden. Mit einer Taktfrequenz von 10 MHz sind im unipolaren Betrieb

2500 und im bipolaren Betrieb nur 1250 Umsetzungen pro Sekunde möglich.

Die Genauigkeit der erzeugten Rampenfunktion liegt bei den bereits beschriebenen elektrischen Inkrementalumsetzern wesentlich höher, da dort die Sägezahnspannung über einen DAU mit Widerstandsnetzwerk erzeugt wird.

3.7.2 Spannungs-Frequenz-Umsetzer

Im Gegensatz zum Sägezahnumsetzer wird beim Spannungs-Frequenz-Umsetzer an den Eingang des Integrationsverstärkers nicht eine konstante Referenzspannung, sondern die umzusetzende Eingangsspannung $-U_e$ angelegt (Bild 63).

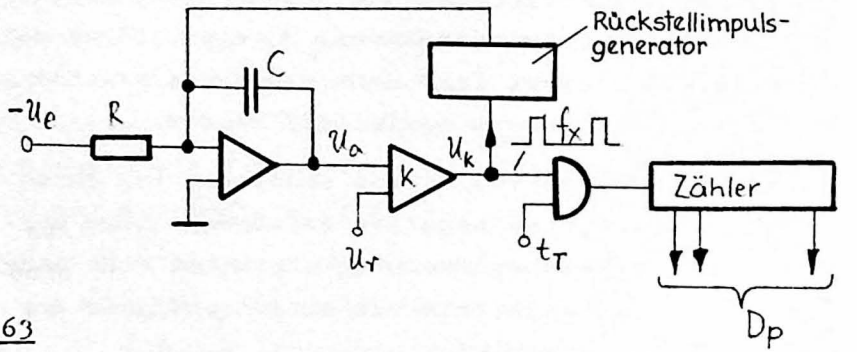


Bild 63

Die rampenförmige Ausgangsspannung U_a ergibt sich zu

$$U_a = \frac{1}{R\,C} \int_0^t U_e(t)\,dt\,.$$

Ist U_e während der Zeit t konstant, dann erhält man

$$U_a = \frac{U_e\,t}{R\,C}\,.$$

Nach der Ladezeit t_1 hat die Sägezahnspannung U_a

den Wert der Referenzspannung U_r erreicht und der nachfolgende Komparator K gibt einen Impuls an den nachgeschalteten Frequenzmesser ab. Außerdem wird der Integrationsverstärker über einen Impulsgenerator in die Ausgangslage zurückgebracht. Die Ladezeit t_l beträgt

$$t_l = R\ C\ \frac{U_r}{U_e} \cdot$$

Zur Rücksetzung wird die Zeit t_r benötigt. Die als Zwischengröße erhaltene Frequenz beträgt also

$$f_x = \frac{1}{t_l + t_r} = \frac{1}{R\ C\ U_r/U_e + t_r} \cdot$$

Nur wenn die im Ablaufdiagramm nach Bild 64 eingetragene Rückstellzeit t_r klein gegen die Ladezeit t_l bleibt, ist ein linearer Zusammenhang zwischen der Frequenz f_x und der Eingangsspannung U_e gegeben. Die Frequenz f_x beträgt dann

$$f_x = \frac{1}{R\ C}\ \frac{U_e}{U_r} \cdot$$

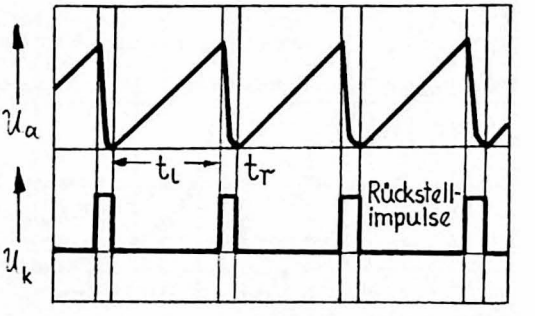


Bild 64

Die Impulse der Frequenz f_x werden während der Tor-

zeit t_T im Ausgangszähler aufgezählt und ergeben das Ausgangssignal D_p.

$$D_p = f_x \, t_T = \frac{t_T}{R \, C} \frac{U_e}{U_r} \, .$$

Wie beim Sägezahnumsetzer hängt die erreichbare Genauigkeit von der Toleranz des Widerstandes R und der Kapazität C ab, so daß Gesamtfehler von weniger als 10^{-3} nur schwer realisierbar sind.

Der Hauptvorteil der Spannungs-Frequenz-Umsetzer besteht darin, daß eine integrierende Messung möglich ist. Ist nämlich der umzusetzenden Eingangsspannung U_e eine Störwechselspannung mit der Frequenz f_{st} überlagert, dann wird die Zwischengröße, die Frequenz f_x, zeitabhängig und das Ausgangssignal D_p ergibt sich zu

$$D_p = \int_{-t_T/2}^{+t_T/2} f_x(t) \, dt \, .$$

Die Frequenz $f_x(t)$ stellt eine Mischgröße dar

$$f_x(t) = f_{xo} + f_{xw} \cos \omega_{st} t \, .$$

Dabei bedeuten t_T Torzeit, f_{xo} Mittenfrequenz (Gleichanteil), f_{xw} Frequenzhub (Wechselanteil), ω_{st} Kreisfrequenz der Störung. Das Ausgangssignal erhält man daher zu

$$D_p = \underbrace{f_{xo} \, t_T}_{D_{po}} + \underbrace{f_{xw} \frac{1}{\pi f_{st}} \sin \pi f_{st} t_T}_{D_{pw}} \, .$$

Das Nutz-Stör-Verhältnis D_{po}/D_{pw} berechnet sich betragsmäßig zu

$$\left|\frac{D_{po}}{D_{pw}}\right| = \frac{f_{xo}}{f_{xw}} \; \frac{\pi f_{st} t_T}{|\sin \pi f_{st} t_T|} \; .$$

In der Graphik nach Bild 65 kann man erkennen, daß die Dämpfung a_{st} der überlagerten Störgröße für ganzzahlige $f_{st} t_T$ Pole besitzt. Die Dämpfung a_{st} ergibt sich nämlich zu

$$a_{st} = 20 \log \left(\left| \frac{D_{po}}{D_{pw}} \right| \frac{f_{xw}}{f_{xo}} \right) \text{dB}$$

$$= 20 \log \frac{\pi f_{st} t_T}{|\sin \pi f_{st} t_T|} \text{ dB} .$$

Die Störspannungsdämpfung wird also unendlich, wenn die Torzeit t_T ein ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer $1/f_{st}$ der Störfrequenz ist.

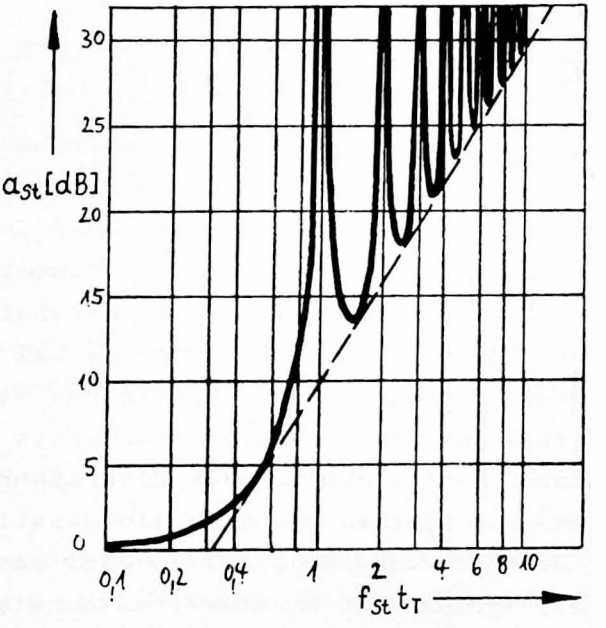


Bild 65

Die Asymptote läßt erkennen, daß außerdem die Dämpfung mit steigender Torzeit steigt. Spannungs-Frequenz-Umsetzer gehören also zur Gruppe der integrierenden ADU. Durch geeignete Wahl der Torzeit t_T ist eine starke Unterdrückung überlagerter Störwechselspannungen möglich.

Die erreichbaren Umsetzungsgeschwindigkeiten liegen sehr niedrig. Bei einem Einwiderstand des für die Entladung notwendigen Analogschalters von 5 Ω und einer Integrationskapazität von 1 nF ergibt sich für die Entladung eine Zeit von 20 ns. Um den Linearitätsfehler klein zu halten, ist also für die Ladung eine Zeit von etwa 20 µs notwendig. Für einen 10-stelligen Umsetzer ergibt sich daraus eine Umsetzzeit von etwa 20 ms und es sind nur 50 Umsetzungen pro Sekunde möglich.

3.7.3 Zweirampenumsetzer nach dem Impulsbreiten-Prinzip (dual slope) [46-50]

Die wohl günstigsten Eigenschaften unter den ADU mit Zwischengröße besitzt der Zweirampenumsetzer (dual slope), der als Zwischengröße eine Impulsbreite t_x liefert. Das verwendete Umsetzungsprinzip vereinigt viele positive Eigenschaften in sich. Der Umsetzer ist integrierend, bei geeigneter Dimensionierung werden überlagerte Störspannungen stark unterdrückt. Die Genauigkeit der Integratorbauelemente, nämlich des Widerstandes R und der Kapazität C, gehen nicht in die Gesamtgenauigkeit des Umsetzers ein. Schließlich sind nach diesem Prinzip vernünftige Umsetzzeiten erreichbar, wenn nicht der Vorteil der hohen möglichen Störspannungsunterdrückung genutzt werden soll.

Ein Prinzipschaltbild und das zugehörige Ablaufdiagramm eines Zweirampenumsetzers sind in Bild 66 und Bild 67 angegeben.

Die umzusetzende Eingangsspannung U_e wird während der konstanten Zeit t_1 an den Eingang des Integrationsverstärkers gelegt.

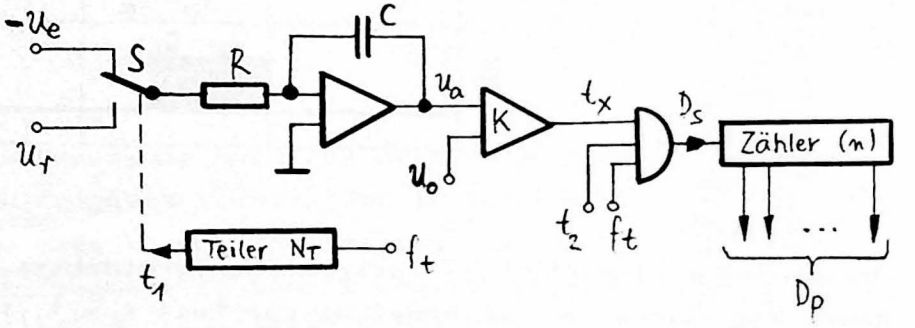


Bild 66

Die Ausgangsspannung $U_a(t_1)$ des Integrationsverstärkers beträgt dann nach Ablauf der Zeit t_1

$$U_a(t_1) = U_o + \frac{1}{R\,C} \int_0^{t_1} U_e \, dt .$$

Dabei ist U_o die Ausgangsspannung zur Zeit t=0. Ist U_e konstant, so ergibt sich für $U_a(t_1)$

$$U_a(t_1) = U_o + U_e \frac{t_1}{R\,C} .$$

Zur Zeit $t = t_1$ wird der Schalter S umgelegt und anstelle der Spannung U_e die bekannte Referenzspannung U_r mit umgekehrtem Vorzeichen an den Eingang des Integrationsverstärkers gelegt.

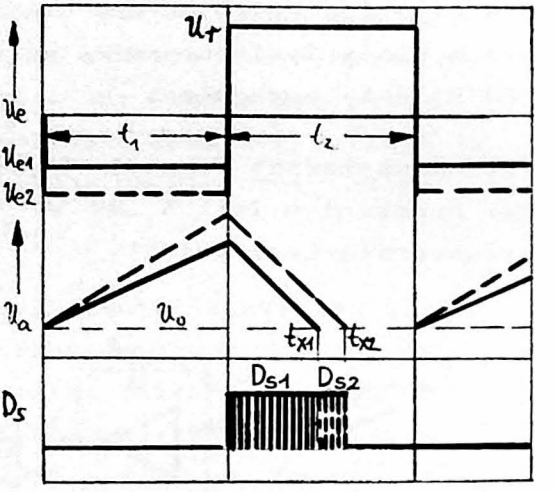


Bild 67

Die Ausgangsspannung U_a des Integrationsverstärkers nimmt jetzt linear ab und erreicht zur Zeit $t = t_1+t_x$ wieder den Ausgangswert U_o.

$$U_a(t_1+t_x) = U_a(t_1) - \frac{1}{R\,C} \int_{t_1}^{t_1+t_x} U_r \, dt = U_o .$$

Die zur Rückintegration benötigte Zeit t_x berechnet sich durch Einsetzen von $U_a(t_1)$ und Lösen des Integrals zu

$$U_o + U_e \frac{t_1}{R\,C} - \frac{1}{R\,C} U_r \,(t_1 + t_x - t_1) = U_o ,$$

$$t_x = t_1 \frac{U_e}{U_r} .$$

Die Zwischengröße, die Zeit t_x, ist unabhängig von der Integrationszeitkonstanten R C. Die einzige Forderung besteht in einer guten Kurzzeitkonstanz der Bauelemente R und C im Zeitbereich $0 < t < t_1+t_x$.

Das digitale Ausgangssignal D_p wird dadurch gebildet, daß die von einer Taktfrequenz f_t herrührenden Impulse während der Zeit t_x in einen n-stelligen Ausgangszähler einlaufen.

$$D_p = f_t \, t_x .$$

Das Ausgangssignal D_p ist damit der Eingangsspannung U_e proportional und berechnet sich zu

$$D_p = f_t \, t_1 \frac{U_e}{U_r} .$$

Die Umsetzung kann nun auch noch unabhängig von der Taktfrequenz f_t bzw. der Zeit t_1 gemacht werden, wenn die Zeit t_1 zur Integration der Spannung U_e aus der Taktfrequenz f_t über einen Teiler mit dem Teilerverhältnis N_T abgeleitet wird. Die Zeit t_1 beträgt dann $t_1 = N_T/f_t$ und die Umsetzung ergibt dann

$$D_p = N_T \frac{U_e}{U_r} .$$

Die Ausgangsgröße D_p wird damit nicht nur unabhängig von den Größen R und C des Integrationsverstärkers, sondern auch unabhängig von der Taktfrequenz.

Der Einfluß der Zeitkonstanten R C auf den Ablauf der Umsetzung ist in Bild 68 ersichtlich. Bei kleinerer Zeitkonstante wird zwar eine größere Ausgangsspannung $U_a(t_1)$ erreicht, die Zeit t_x zur Rückintegration bleibt jedoch erhalten.

$(RC)_1 < (RC)_2$

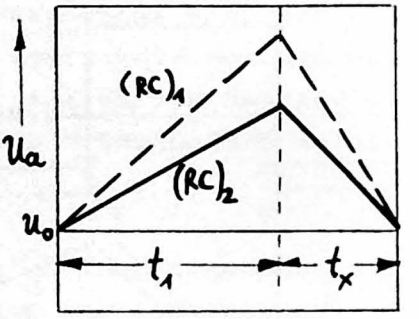


Bild 68

Der Einfluß der Taktfrequenz f_t auf die Umsetzung ist in Bild 69 dargestellt. Eine Erniedrigung der Taktfrequenz ergibt zwar eine erhöhte Integrationszeit t_1, wegen des proportionalen Anwachsens von t_x bleibt jedoch das digitale Ausgangssignal D unverändert.

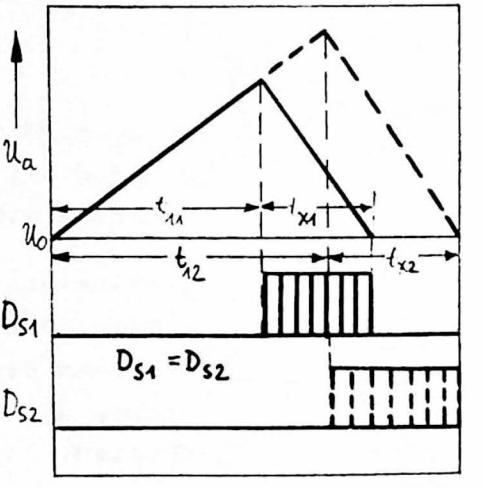


Bild 69

Schließlich interessiert der Einfluß einer überlagerten Störwechselspannung der Frequenz f_{st} auf

das Ergebnis der Umsetzung. Die Eingangsspannung $U_e(t)$ hat die Form

$$U_e(t) = U_{eo} + U_{ew} \cos \omega_{st} t .$$

Die Ausgangsspannung $U_a(t)$ des Integrationsverstärkers hat im Zeitbereich $0 \leqq t \leqq t_1$ folgenden Verlauf:

$$U_a(t) = U_o + \frac{1}{R\,C} \int_0^t (U_{eo} + U_{ew} \cos \omega_{st} t)\, dt .$$

Es ergibt sich

$$U_a(t) = U_o + \frac{t}{R\,C} U_{eo} + U_{ew} \frac{\sin \omega_{st} t}{R\,C\,\omega_{st}} .$$

Der Verlauf der Ausgangsspannung $U_a(t)$ ist in Bild 70 angegeben. Es ist dabei angenommen, daß die Integrationszeit t_1 gerade gleich der Periodendauer $T_{st} = 2\pi/\omega_{st}$ der überlagerten Störwechselspannung ist.

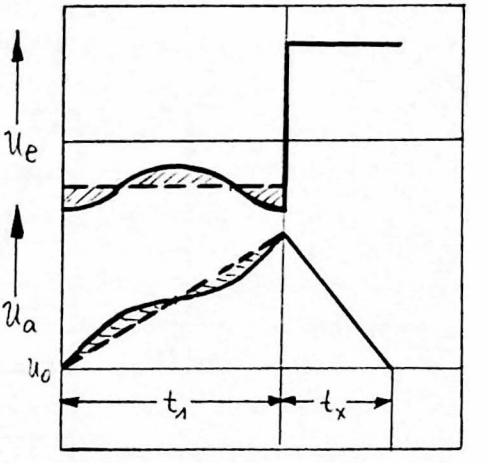


Bild 70

Ähnlich wie beim Spannungs-Frequenz-Umsetzer, kann auch hier allgemein gezeigt werden, daß eine über-

lagerte Störspannung vollständig unterdrückt wird, wenn die Integrationszeit t_1 ein ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer $1/f_{st}$ der Störspannung ist. Der relative Fehler F_{rel}, der durch eine überlagerte Störwechselspannung verursacht ist, berechnet sich allgemein zu

$$F_{rel} = \frac{U_{ew}}{U_{eo}} \; \frac{\sin \omega_{st} t_1}{\omega_{st} t_1} \; .$$

Da in der Praxis keine Phasenbeziehung zwischen der Frequenz der Störspannung und der Integrationszeit besteht, muß der ungünstigste Fall zugrunde gelegt werden. Dieser ergibt sich, wenn anstelle der Integrationsgrenzen 0 und t_1 die Grenzen $-t_1/2$ und $+t_1/2$ eingeführt werden. Der relative Fehler berechnet sich dann zu

$$F_{rel} = \frac{U_{ew}}{U_{eo}} \; \frac{2 \sin \omega_{st} \cdot t_1/2}{\omega_{st} \; t_1} = \frac{U_{ew}}{U_{eo}} \; \frac{\sin \pi f_{st} \cdot t_1}{\pi f_{st} t_1} \; .$$

Der relative Fehler F_{rel}, abhängig vom Produkt $f_{st} t_1$ $(= t_1/T_{st})$, ist in Bild 71 aufgetragen.

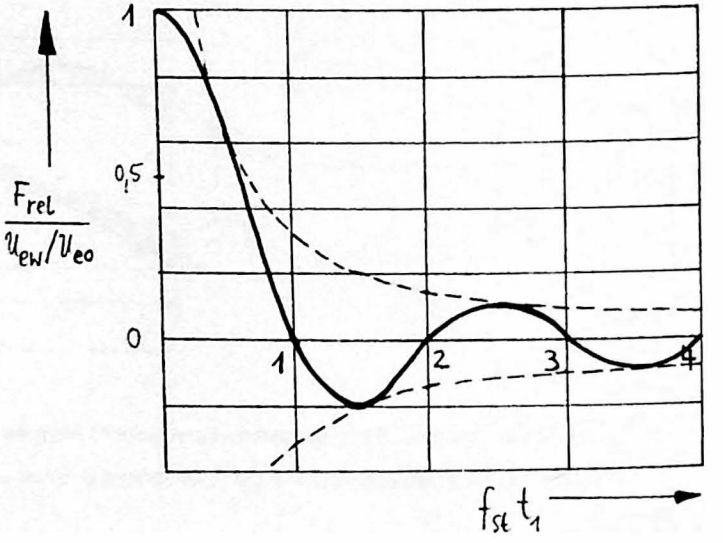


Bild 71

Es lassen sich drei Eigenschaften erkennen: Der relative Fehler wird klein, wenn das Verhältnis U_{ew}/U_{eo} von Wechsel- zu Gleichanteil klein ist. Der relative Fehler ist gleich Null, wenn die Integrationszeit t_1 ein ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer der überlagerten Störwechselspannung ist. Der relative Fehler wird um so kleiner, je größer die Integrationszeit t_1 ist. Bei vorhandenen Störspannungen mit einer Frequenz f_{st} = 50 Hz beträgt also die kleinstmögliche Integrationszeit $t_1 = 1/f_{st}$ = 20 ms, für die die überlagerte Störspannung gerade vollständig unterdrückt wird.

Als Umschalter am Eingang des Umsetzers können Feldeffekt-Transistoren eingesetzt werden. Der Einwiderstand dieser Analogschalter muß nicht etwa einen bestimmten Wert aufweisen, es müssen vielmehr nur die Einwiderstände möglichst gut übereinstimmen. Die Änderung des Einwiderstandes darf nur etwa $5 \cdot 10^{-4}$ des Integrationswiderstandes R betragen. Diese Forderung ist leicht erfüllbar.

Der Integrationskondensator soll möglichst keine Spannungsabhängigkeit und niedrige dielektrische Verluste aufweisen. Ansonsten muß er weder genau sein noch einen niedrigen Temperaturkoeffizienten besitzen. Günstig sind Werte um etwa 10 nF.

Als Komparator kann ein integrierter Vergleicher eingesetzt werden. Langsam veränderliche Spannungs- oder Strom-Nullpunktfehler haben keinen Einfluß auf die Genauigkeit der Umsetzung. Die Ableitung hat ja gezeigt, daß ein fester Spannungspegel U_o am Vergleicher nicht eingeht. Wichtig ist lediglich, daß der Vergleichspegel vor und nach der Integration den gleichen Wert besitzt.

Der digitale Schaltungsteil der Schaltung besteht prinzipiell aus einem Gatter, das während der Zeit t_x freigegeben wird und die Impulse der Taktfrequenz f_t in den Ausgangszähler einlaufen läßt. Die Zeit t_1 zur Integration der umzusetzenden Spannung U_e erhält man über den Frequenzteiler mit dem Teilerverhältnis N_T.

Ein bipolarer Betrieb dieses Umsetzers ist z.B. dadurch möglich, daß eine Vorspannung von der Größe der halben Referenzspannung $U_r/2$ eingeführt wird.

Schließlich ist es in einfacher Weise möglich, den Nullpunktfehler des Integrationsverstärkers über ein Netzwerk zu korrigieren. Dazu muß an den Eingang des Verstärkers Nullsignal angelegt werden und die über die Zeit t_{xo} erhaltene Ausgangsspannung des Korrekturnetzwerkes am Verstärkereingang mit entsprechendem Vorzeichen dazuaddiert werden.

Bei einer Taktfrequenz von 4 MHz kann für genügend kleinen Quantisierungsfehler die Integrationszeit $t_1 = t_{xmax}$ etwa 1 ms betragen. Bei dieser geringen Zeit kann dann natürlich der Vorteil der integrierten Messung in bezug auf eine Störspannungsunterdrückung nicht ausgenützt werden. Der Ausgangszähler ist mit 12 Stellen entsprechend einer Auslösung von 1 : 4096 richtig bemessen. Der Eingangswiderstand R ist proportional der Integrationszeit t_1 und hat bei t_1 = 1 ms den kleinsten Wert von 100 kΩ.

Um eine statische Genauigkeit von $5 \cdot 10^{-4}$ zu erreichen, müssen Änderungen der Referenzspannung und der Einfluß veränderlicher Einwiderstände unter 10^{-4} gehalten werden, da außer der endlichen Leer-

laufverstärkung des Verstärkers auch noch Zeitverzögerungen in den Schaltkreisen berücksichtigt werden müssen.

Der Zweirampenumsetzer kann für Multiplex-Betrieb ausgebaut werden. Ein Ringzähler übernimmt dann die Ablaufsteuerung für die verschiedenen Meßstellen. Der Inhalt eines zentralen Ausgangszählers wird zeitlich nacheinander von einem der jeweiligen Meßstelle zugeordneten Register parallel übernommen.

Die Umsetzgeschwindigkeit des Zweirampenumsetzers kann wesentlich erhöht werden, wenn die Rückintegration mit zwei verschiedenen Referenzspannungen erfolgt. Man erhält auf diese Weise den Dreirampenumsetzer. Die Rückintegration wird also in einen groben Schritt mit der Referenzspannung U_r und anschließend in einen feinen Schritt mit erheblich geringerer Steigung unterteilt. Auch wenn der Spannungspegel, bei dem die Umschaltung vom groben auf den feinen Schritt erfolgt, nicht genau bekannt ist, werden entsprechende Fehler trotzdem in der dritten Rampe berücksichtigt.

3.7.4 Analog-Digital-Umsetzer mit magnetisch erzeugter Zwischengröße [51]

Für die Erzeugung einer Zeit oder Frequenz als Zwischengröße kann außer einer Integrationskapazität, wie in den vorangegangenen Beispielen, auch ein magnetischer Kreis in Form einer Induktivität oder Gegeninduktivität verwendet werden. In allgemeiner Form lautet das zugrunde liegende Induktionsgesetz

$$U = \frac{d\Psi}{dt} .$$

Dabei bedeutet ψ den verketteten Fluß und ergibt sich aus dem magnetischen Fluß ϕ durch Multiplikation mit der Windungszahl w. Über die Fläche A eines magnetischen Kreises errechnet sich deshalb die differentielle Induktionsänderung dB zu

$$dB = \frac{U\,dt}{w\,A}\,.$$

Die Induktionsänderung B aus einer der beiden Sättigungslagen heraus beträgt

$$\Delta B = \frac{1}{w\,A} \int_0^t U\,dt\,.$$

Mit konstanter Spannung U erhält man für den Zusammenhang zwischen Induktionsänderung ΔB und der Magnetisierungzeit t

$$\Delta B = \frac{U\,t}{w\,A}\,.$$

Wenn nun die Aufmagnetisierung - wie beim Zweirampenumsetzer mit Integrationskapazität - während der konstanten Zeit t_1 mit der umzusetzenden Eingangsspannung U_e und die Entmagnetisierung während der Zeit t_x mit der konstanten Spannung U_r bis zur ursprünglichen Sättigungslage erfolgt, so ergibt sich

$$\frac{U_e \cdot t_1}{w \cdot A} = \Delta B = \frac{U_r \cdot t_x}{w \cdot A}\,.$$

Damit beträgt in diesem Falle die Zwischengröße, nämlich die Zeit t_x,

$$t_x = t_1 \cdot \frac{U_e}{U_r}\,.$$

Der damit erhaltene magnetische Zweirampenumsetzer

ist ebenfalls integrierend. Bei geeigenter Wahl der Magnetisierungszeit t_1 können also überlagerte Störspannungen stark unterdrückt werden.

In ähnlicher Weise ist es möglich, einen magnetischen Spannungsfrequenz-Umsetzer aufzubauen. Problematisch kann dort jedoch die Forderung nach einer linearen Übertragungskennlinie werden, ähnlich wie beim Spannungs-Frequenz-Umsetzer mit Kapazität.

3.7.5 Analog-Digital-Umsetzer mit mechanischer Zwischengröße

Obwohl die im folgenden beschriebenen Verfahren vom Prinzip eher zur digitalen Weg- oder Winkelmessung geeignet sind, haben sie trotzdem auch zur Analog-Digital-Umsetzung einer elektrischen Eingangsgröße Bedeutung erlangt.

a) Analog-Digital-Umsetzung mit Kathodenstrahlröhre

Für höchste Umsetzungsgeschwindigkeiten verwendete man früher eine abgewandelte Kathodenstrahlröhre, an deren x-Platten wie gewöhnlich eine Sägezahnspannung und an deren y-Platten die umzusetzende Eingangsspannung U_e angelegt wurde. Der Elektronenstrahl trifft bei dieser Ausführungsform durch eine mit einem gewöhnlichen Bitmuster versehene Lochmaske auf einen entsprechend unterteilten Auffangschirm. Wie in Bild 72 angegeben, werden dann, abhängig von der Größe der umzusetzenden Eingangsspannung, die betreffenden Streifen des hinter der Lochmaske befindlichen Auffangschirms erregt und damit das gewünschte Digitalsignal gebildet.

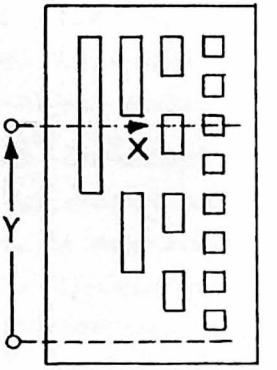


Bild 72

Ähnlich wie bei den Winkelcodierern, treten bei Anwendung des reinen Binärcodes Probleme beim Übergang zwischen den verschiedenen digitalen Signalwerten auf. Abhilfe schaffen auch hier alle einschrittigen Codes, bei denen immer nur eine Stelle ihren Wert verändert.

b) Skalenstreckenumsetzer mit Lichtmarkenmeßwerk [52]

Über der Analogskala eines Lichtmarkeninstrumentes ist beim Skalenstreckenumsetzer ein Zylinderspiegel mit doppeltem Hell-Dunkel-Raster angeordnet.

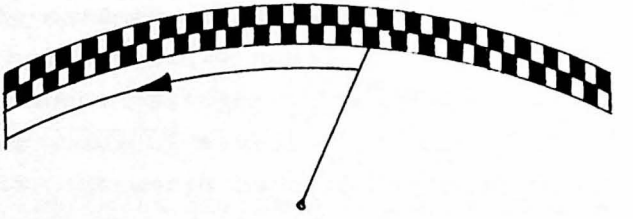


Bild 73

Beim Abschalten des umzusetzenden Analogwertes streicht der Lichtzeiger über das Raster und erzeugt Lichtimpulse, die über lichtelektrische Bauelemente in elektrische Impulse umgesetzt werden.

Die inkremental erzeugten Impulse werden aufgezählt und bilden den Digitalwert. Da die eigentliche Umsetzung während des Zeigerrücklaufes erfolgt, wird der erhaltene Wert nicht von der Dynamik des Meßwerkes beeinflußt. Die Umsetzzeit ist unabhängig von der Größe des Eingangssignals und nur durch das Schwingungsverhalten des Systems bestimmt. Die erreichte Genauigkeit ist höchstens gleich der Klassengenauigkeit des Instruments und beträgt deshalb bestenfalls 10^{-3}.

c) Analog-Digital-Umsetzung mit Servomotor (Kompensationsanzeiger)

Wenn gleichzeitig eine optische analoge Großanzeige des umzusetzenden Eingangssignals gewünscht wird, dann empfiehlt sich die Anwendung eines motorischen Analog-Digital-Umsetzers nach dem Kompensationsprinzip. Die Differenz ΔU zwischen der Eingangsspannung U_e und der an einem (motorisch betätigten) Potentiometer abgegriffenen Vergleichsspannung U_v wird über einen Gleichspannungsverstärker einem Servomotor zugeführt. Dieser verändert die am Potentiometer erhaltene Vergleichsspannung in Richtung der umzusetzenden Eingangsspannung, so daß schließlich die Differenz $U_e - U_v$ zu Null wird (Bild 74).

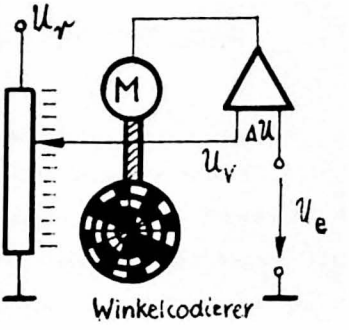


Bild 74

Die Umdrehungszahl des Motors bzw. seine Winkelstellung ist der Spannung U_e proportional. Die Winkelstellung kann z.B. über einen Winkelcodierer in ein paralleles digitales Ausgangssignal umgesetzt werden. Die erreichbare Genauigkeit ist vorwiegend durch den Linearitätsfehler und die Auflösung des verwendeten Potentiometers begrenzt. Natürlich ist diese Methode mit elektromechanischem Servosystem sehr langsam. Sie erweist sich jedoch dann als vorteilhaft, wenn gleichzeitig großflächige Anzeigen betrieben werden müssen.

Teil III Die direkte digitale Erfassung nichtelektrischer Größen

4. Digitale Meßfühler und Meßverfahren für nichtelektrische Größen [53-68]

Im Zusammenhang mit der Prozeßführung mit Prozeßrechnern besteht der Wunsch, die Betriebsvariablen eines Prozesses möglichst direkt digital zu erfassen und nicht den Umweg über einen elektrischen Analog-Digital-Umsetzer zu beschreiten. Aus der Werkzeugmaschinen-Steuerungstechnik sind die inkrementalen und die codierten Längen- und Winkelmaßstäbe bekannt, die bereits einen hohen Grad an Zuverlässigkeit in der Herstellung und im Betrieb erreicht haben. Außer diesen Meßfühlern sind jedoch in der jüngsten Vergangenheit weitere interessante Meßverfahren für die digitale Messung nichtelektrischer Größen bekannt geworden.

4.1 Inkrementale Meßverfahren für mechanische Größen [69]

Bei den inkrementalen Meßverfahren wird der gesamte Meßweg bzw. der gesamte Meßwinkel in eine Anzahl gleichartiger Elementarschritte zerlegt. Die Breite der Elementarschritte kennzeichnet das Auflösungsvermögen.

4.1.1 Inkrementaler Längenmaßstab [60, 70, 71]

Der Aufbau eines inkrementalen Linearmeßsystems ist in Bild 75 gezeigt. Es besteht aus dem Maßstab und dem zugehörigen Abtastkopf. Der Abtastkopf ist über dem Maßstab in einem Abstand von wenigen Zehntel Millimetern montiert. Die Abtastplatte besteht aus vier Abtastfeldern und ist im Abtastkopf enthalten.

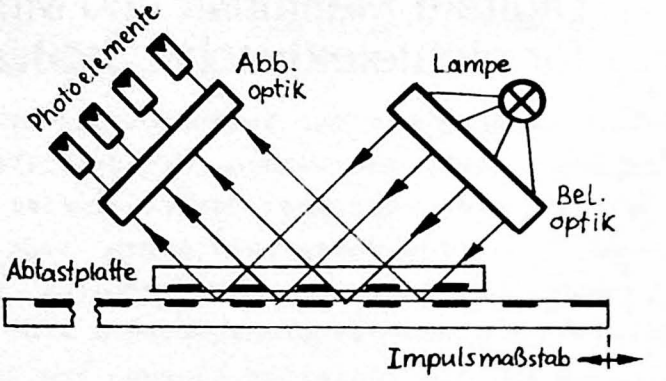


Bild 75

Der Aufbau ist wie bei einem Strichgitter und setzt sich aus lichtundurchlässigen Strichen und aus durchsichtigen Lücken zusammen, deren Teilung mit der Maßstabsteilung übereinstimmt. Das Licht der am Abtastkopf eingebauten Beleuchtungslampe fällt schräg auf die Abtastplatte und durch die Lücken der vier Abtastfelder auf den Maßstab. Von den blanken Maßstabslücken wird das Licht reflektiert. Es durchsetzt wieder die Lücken der Abtastplatte und trifft schließlich auf das den betreffenden Abtastfeldern zugeordnete Photoelement.

Wird nun der Maßstab relativ zum Abtastkopf verschoben, so schwankt die Intensität des auf die Photoelemente gelangenden Lichtes periodisch. Die Photoelemente wiederum liefern eine sinusähnliche

Ausgangsspannung, deren Periodenzahl nach Impulsformung aufgezählt wird.

Die vier Gitterteilungen sind jeweils um eine Viertel Gitterperiode gegeneinander versetzt angeordnet. Durch Antiparallelschaltung der Gegentaktsignale ergeben sich zwei um 90° verschobene Differenzsignale, deren Gleichanteil kompensiert ist.

Diese um 90° gegeneinander verschobenen Signale ergeben nach Auswertung der Phasenlage die Richtungsinformation der Bewegung. Je nach Bewegungsrichtung, eilt das eine Signal dem anderen um 90° vor oder nach. Mit einem Richtungsdiskriminator kann deshalb die Zählrichtung für den nachgeschalteten Vorwärts-Rückwärts-Zähler bestimmt werden.

Moiréstreifentechnik

Eine scheinbare Vergrößerung der Gitterabstände ist durch die Moiréstreifentechnik erreichbar. Damit ist eine leichtere Auswertung der Lichtintensität möglich. Wie Bild 76 zeigt, können dunkle und helle Zonen senkrecht zur Bewegungsrichtung erzielt werden, wenn die Abtastplatte um einen kleinen Winkel gegenüber dem Maßstab verdreht wird.

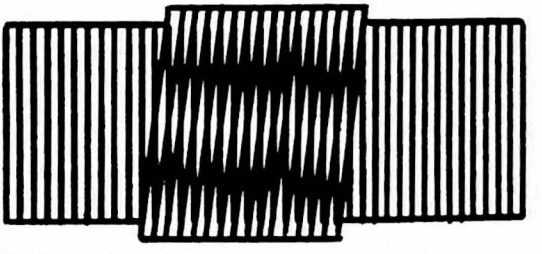


Bild 76

Der Abstand dieser sogenannten Moiréstreifen hängt vom Verdrehungswinkel der Abtastplatte ab. Neben

dem bedeutenden Lichtgewinn besteht der Hauptvorteil dieses Verfahrens in der Mittelwertbildung der relativen Bewegung zwischen den beiden Gittern, die über mehrere 100 Linien beobachtet und ausgewertet wird. Lokale Verzerrungen und sogar fehlende Linien haben nun kaum Einfluß auf das Ausgangssignal. Mit diesem Verfahren ist eine Auflösung von 2 µm möglich.

Neben dem beschriebenen inkrementalen Längenmaßstab mit optischer Abtastung existieren auch inkrementale Winkelmaßstäbe mit optischer, magnetischer oder induktiver Abtastung. Ein typischer Wert für die erreichbare Auflösung liegt bei einer Winkelminute.

4.1.2 Laser-Interferometer [72 - 76]

Höhere Genauigkeit und höhere Auflösung als mit inkrementalen Gittermaßstäben ist mit einem Laser-Interferometer erreichbar, dessen Prinzip schon von Michelson beschrieben wurde. Für die Herstellung von NC-Maschinen und für Zwecke der Qualitätskontrolle ist die hohe Genauigkeit bei einfachem Bedienungsaufwand höchst wünschenswert.

Das Funktionsprinzip eines Laser-Interferometers kann mit Bild 77 erklärt werden.

Über einen halbdurchlässigen Spiegel wird das von einem Laser erzeugte monochromatische Licht in einen Meßstrahl und in einen Vergleichsstrahl aufgespalten (A). Der Meßstrahl trifft auf einen rechtwinkeligen Reflektor, dessen Abstand gemessen werden soll, und der Vergleichsstrahl wird über einen fest angeordneten Reflektor zum Punkt B des halbdurchlässigen Spiegels zurückgeführt. Dort werden durch Überlagerung mit dem reflektierten Meßstrahl die

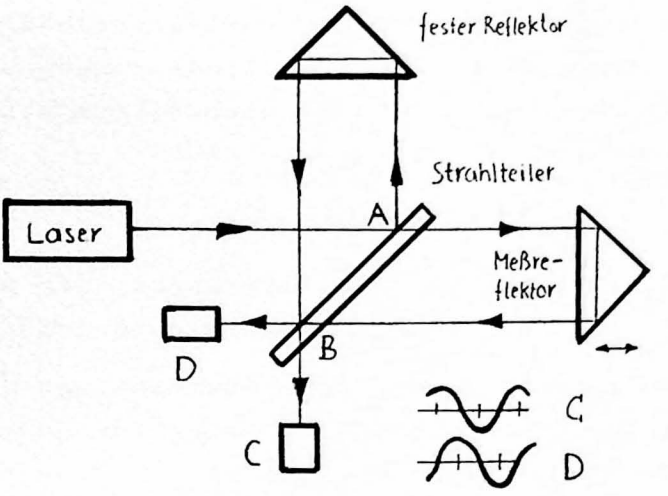


Bild 77

Interferenzstreifen gebildet und von den Photodetektoren C und D analysiert.

Durch eine Abstandsänderung von $\lambda/4$ wird so die Lichtintensität vom Maximalwert auf einen Minimalwert geändert. Bei Bewegung des Meßreflektors wird in den Photodetektoren ein sinusähnliches Signal erzeugt, dessen Periodenzahl nach Impulsformung in einem elektronischen Zähler ermittelt werden kann. Auf diese Weise wird eine Auflösung von einer halben Wellenlänge, also von etwa 0,3 µm erreicht, entsprechend einer Frequenz von etwa $5 \cdot 10^{14}$ Hz.

Die Detektorsignale sind wegen der Bildung aus Strahlen mit unterschiedlicher Weglänge phasenverschoben. Dieser Effekt kann zur Richtungserkennung verwendet werden. Man benötigt im Idealfall eine Phasenverschiebung von 90°, wenn auch noch Bruchteile von Streifenabständen ausgewertet werden sollen.

Die Genauigkeit eines Laser-Interferometers hängt nur von der Genauigkeit der Wellenlänge des monochromatischen Lichtes ab. Diese Wellenlänge ist aber von mehreren Umgebungsbedingungen abhängig. Eine Ab-

standsänderung d des Meßreflektors hängt mit der Wellenlänge λ_0 bei Normalbedingungen und der Zahl N der Interferenzstreifen über folgende Beziehung zusammen:

$$2\,d = \lambda_0\,N\,(1 + K_a).$$

K_a ist dabei ein Korrekturfaktor, der die Abweichungen der Luft von Normalbedingungen berücksichtigt.

Der Korrekturfaktor K_a berücksichtigt die tatsächlichen Werte von Druck, Temperatur und relativer Luftfeuchtigkeit und beträgt

$$K_a = k_p\,(p - p_o) + k_T\,(T - T_o) + k_{rL}\,(rL - rL_o).$$

Dabei bedeutet k die Korrekturbeiwerte für Druck p, Temperatur T und relative Luftfeuchtigkeit rL. Die mit o indizierten Größen kennzeichnen die Normalbedingungen. Die Korrekturbeiwerte betragen

$$k_p = -0{,}3 \cdot 10^{-6}/\text{mm Hg},$$
$$k_T = 0{,}9 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C},$$
$$k_{rL} = 0{,}03 \cdot 10^{-6}/\%\text{rL}.$$

Die vorhandenen Umgebungsbedingungen müssen also für exakte Messungen mit Meßfühlern erfaßt und entsprechend berücksichtigt werden.

Außerdem muß die Laser-Wellenlänge λ_0 abgestimmt und konstant gehalten werden. Dies geschieht entweder durch Veränderung des Spiegelabstandes oder der Resonanzkammerlänge. Der Abgleich kann dann z.B. mit Hilfe eines Piezoelementes geschehen.

4.2 Direkt digitale Verfahren mit codiertem Ausgangssignal

Zu dieser Gruppe sollen nur jene Verfahren gerechnet werden, die ohne Aufzählen oder Umcodieren eine nichtelektrische Größe in ein codiertes digitales Signal umsetzen. Industriell angewendet werden bereits seit längerer Zeit die Winkelcodierer. Andere Verfahren zur direkt digitalen Messung nichtelektrischer Größen stehen zum Teil noch im Entwicklungsstadium oder hängen von Fortschritten in der Technologie von Halbleiterwerkstoffen ab.

4.2.1 Codierte Längen- und Winkelmaßstäbe [77-80]

Bei den codierten Längen- und Winkelmaßstäben ist jeder Meßlänge bzw. jedem Meßwinkel ein bestimmtes, eindeutig codiertes, digitales Signal zugeordnet. Das Digitalsignal liegt in paralleler Form vor und kann unmittelbar abgefragt werden. Dadurch sind diese direkt digitalen Verfahren gekennzeichnet. Ohne weitere Umsetzung kann das Signal von einem Prozeßrechner übernommen und verarbeitet werden.

Der Winkelcodierer oder die Codescheibe ist der bekannteste Vertreter der direkt digitalen Meßfühler. Er besteht aus einer Welle und einer Scheibe oder einer Trommel, die mit einem Codemuster versehen ist (Bild 78).

Das Codemuster besteht entweder aus einer Kombination leitender und nichtleitender Flächen oder aus einer Kombination lichtdurchlässiger und lichtundurchlässiger Flächen. Es sind auch magnetische Winkelcodierer bekannt, bei denen ein Codemuster aus magnetischen und nichtmagnetischen Flächen aufgebaut ist. Die er-

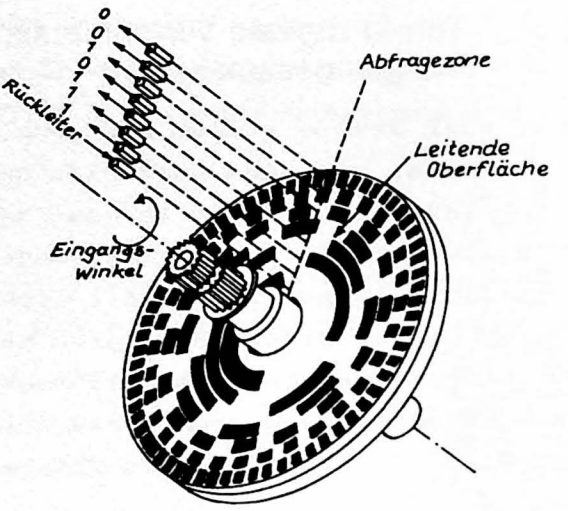


Bild 78

reichbare Auflösung liegt je nach Ausführungsform zwischen 100 und 50 000 pro Umdrehung.

Die Abtastung der Codescheiben erfolgt entweder galvanisch über Bürsten oder lichtelektrisch oder mit Hilfe von magnetischen Aufnehmern. Einer logischen Eins kann dann die leitende bzw. lichtdurchlässige bzw. magnetische Fläche zugeordnet werden.

Damit bei der Abtastung von Winkelcodierern nicht größere Fehler als eine Quantisierungseinheit auftreten, müssen Maßnahmen ergriffen werden, die eine Fehlermöglichkeit nach Bild 79 ausschließen.

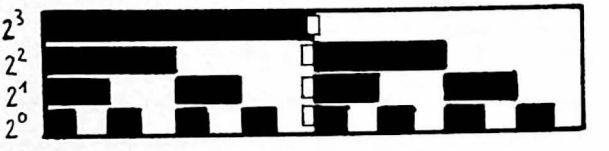


Bild 79

Bei der Verwendung eines reinen Binärcodes und einer einfachen Abtasteinrichtung können nämlich an den Übergangsstellen Fehler auftreten. Diese Fehler kön-

nen die Größe des halben Meßbereiches annehmen, da bei nichtidealer Justierung der Abtasteinrichtung die Stellen des abgefragten Codewortes ihre Wertigkeiten nicht gleichzeitig, sondern nacheinander ändern.

Zur Vermeidung dieser Fehlermöglichkeit existieren drei Verfahren:

a) die Codescheibe wird beim Erreichen des Meßwertes mechanisch eingerastet;

b) die Codescheibe wird mit einer redundanten Abtasteinrichtung abgefragt;

c) es werden einschrittige Codes, z.B. der Gray-Code angewendet.

Die Möglichkeit a) ist trivial und bedarf keiner weiteren Erläuterung. Redundante Abtasteinrichtungen nach b) können in Form der U-Abtastung oder der V-Abtastung realisiert werden. Das Prinzip der V-Abtastung ist in Bild 80 angegeben. In jeder Spur wird dabei nur das Signal eines Aufnehmers ausgewertet.

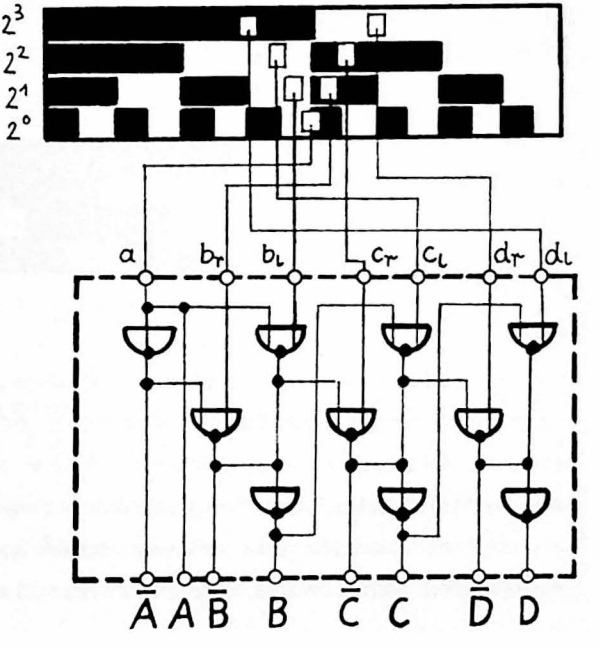


Bild 80

Welches Signal ausgewertet wird, entscheidet der jeweils maßgebliche Aufnehmer in der benachbarten Spur mit der niedrigeren Stellenwertigkeit. Meldet z.B. der Aufnehmer in der Spur a ein O-Signal, so wird das Signal des linken Aufnehmers in der Spur b ausgewertet. Führt er dagegen L-Signal, so wird das Signal des rechten Aufnehmers der Spur b für die Ausgabe freigegeben. Die Abtastlogik nach Bild 80 in NOR-Technik arbeitet also nach folgendem Prinzip: L-Signal am niederwertigen Ausgang schaltet den rechten Kanal des höherwertigen Eingangs. O-Signal am niederwertigen Ausgang schaltet den linken Kanal des höherwertigen Eingangs durch.

Die Version c) zur Vermeidung von Fehlern an den Übergangsstellen geht davon aus, daß bei Verwendung eines einschrittigen Codes sich das Codemuster bei Änderung der Meßgröße nur immer an einer Stelle ändert. Der bekannteste unter diesen einschrittigen oder progressiven Codes ist der Gray-Code. Bild 81 zeigt das Codemuster des Gray-Codes, wie es bei einem codierten Maßstab angewendet werden kann.

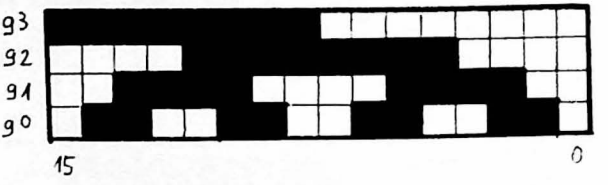


Bild 81

Wie bei allen einschrittigen Codes, unterscheiden sich zwei benachbarte Codewörter nur in einer Stelle. Der Nachteil des Gray-Codes liegt darin, daß er keine Stellenwertigkeit besitzt und deshalb für rechentechnische Zwecke mit einem Codewandler z.B. in einen reinen Binärcode rückverwandelt werden muß. Ein

derartiger 4-stelliger Codewandler in NOR-Gattertechnik ist in Bild 82 wiedergegeben.

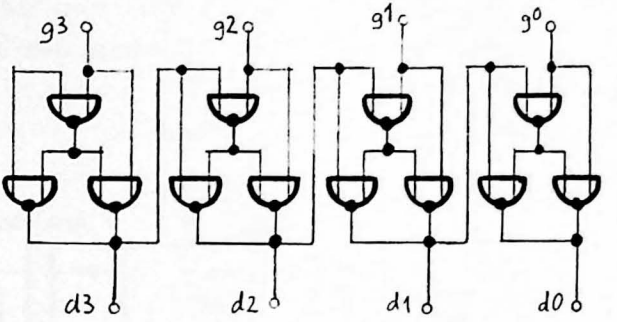


Bild 82

Es ist jeweils das Ausgangssignal einer Exklusiv-ODER-Schaltung mit dem Eingang der niederwertigen Stufe verknüpft.

Soll der Meßbereich über eine Umdrehung hinaus vergrößert werden, dann müssen über Untersetzungsgetriebe weitere Codescheiben angetrieben werden. An die Getriebe werden höchste Anforderungen hinsichtlich ihrer Präzision gestellt.

Prinzipiell können alle nichtelektrischen Größen dadurch digital erfaßt werden, daß sie in eine Weg- oder Winkeländerung umgeformt und über einen codierten Maßstab ausgegeben werden. So ist z.B. eine digitale Temperaturmessung über einen Bimetallstreifen und eine digitale Druckmessung über ein Bourdonrohr möglich, wenn diese Meßwerke jeweils die Welle eines Winkelcodierers verdrehen.

4.2.2 Photoelastischer Effekt zur direkt digitalen Kraftmessung [81, 83]

Bestimmte, optisch durchlässige Materialien besitzen photoelastisches Verhalten, d.h. sie drehen bei mechanischer Beanspruchung die Polarisationsebene des

durchgelassenen Lichtes. Der Betrag der Drehung hängt von der Art des verwendeten Materials, von der Dicke, von der angreifenden Kraft und von der Wellenlänge des Lichtes ab. Aus Bild 83 kann der zugrunde liegende Meßeffekt ersehen werden.

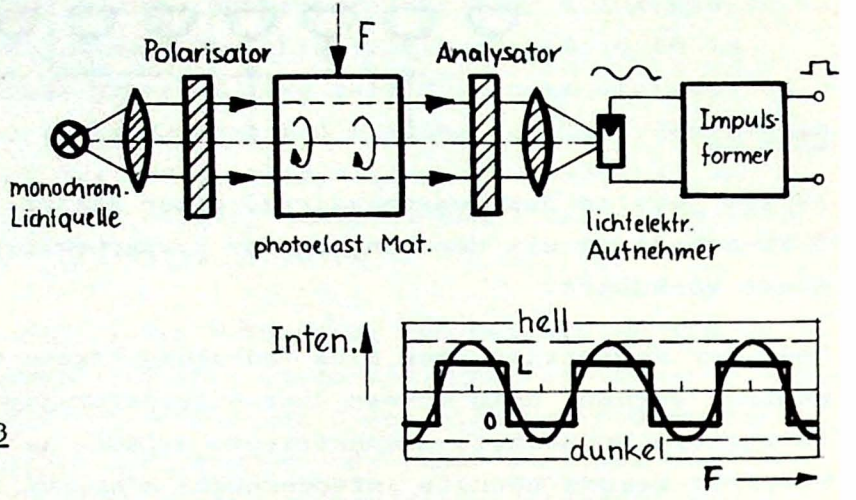


Bild 83

Auf das beanspruchte photoelastische Material trifft monochromatisches Licht über einen Polarisator. Die durch den Analysator durchgelassene Lichtintensität wird über einen lichtelektrischen Aufnehmer erfaßt. Wenn nun am photoelastischen Material eine Kraft angreift, die im Querschnitt eine gleichmäßige Beanspruchung hervorruft, so ändert sich die Lichtintensität etwa mit dem Quadrat des Sinus dieser aufgebrachten Kraft. Nach Impulsformung des elektrischen Signals erhält man ein Rechtecksignal, das durch die beiden logischen Pegel 0 und L beschrieben werden kann.

Ein geeignet geformtes photoelastisches Material zur direkt digitalen Kraftmessung nach dem photoelastischen Effekt ist in Bild 84 wiedergegeben.

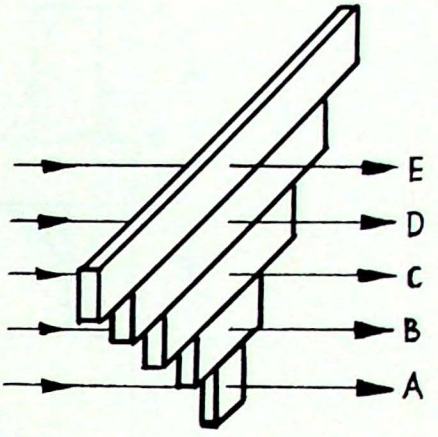


Bild 84

Die angrenzenden Querschnittsflächen A bis E verhalten sich wie 1 : 2 : 4 : 8 : 16. Das durch die verschiedenen Anteile durchgelassene Licht wird von je einem lichtelektrischen Aufnehmer erfaßt. Die mechanischen Spannungen in den verschiedenen Materialanteilen verhalten sich umgekehrt wie die Querschnittsflächen, also $\sigma_A : \sigma_B : \sigma_C : \sigma_D : \sigma_E = 16 : 8 : 4 : 2 : 1$. Der Materialanteil A mit 1/16 der Querschnittsfläche von E dreht also bei gleicher angreifender Kraft F die Polarisationsebene des durchgelassenen Lichtes um den 16-fachen Betrag.

Es ergibt sich auf diese Weise ein codiertes Ausgangssignal im einschrittigen Gray-Code. Die Signale der drei ersten lichtelektrischen Aufnehmer vor und nach der Impulsformung sind in Bild 85 wiedergegeben.

Zur Kennzeichnung der Materialeigenschaften kann der Einheits-Spannungswert dienen. Er sei dadurch charakterisiert, daß bei einem Material von der Dicke 2,5 cm und bei Licht mit einer Wellenlänge von 0,55 µm die Polarisationsebene gerade einmal durchgedreht wird.

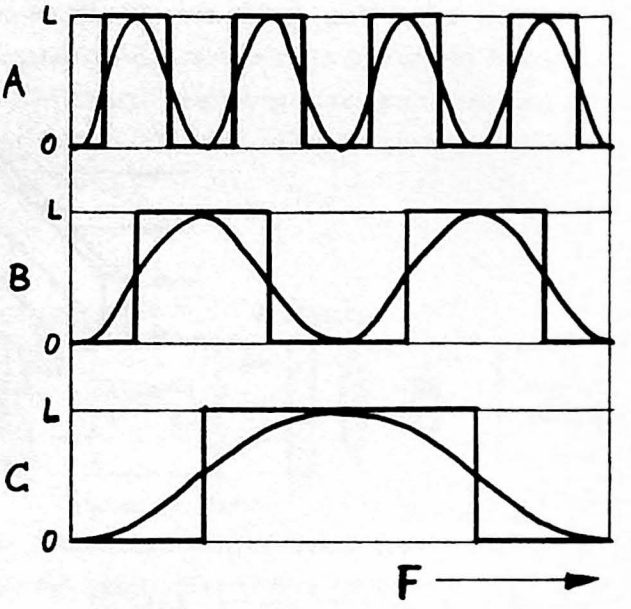


Bild 85

So kann z.B. ein spezielles Bakelit (Catalin 61-893) bis zum 90-fachen Betrag des Einheits-Spannungswertes belastet werden, bevor die elastische Grenze erreicht wird. Das bedeutet, daß der kleinste Querschnitt 90 Zyklen durchlaufen kann. Dies wiederum entspricht 360 möglichen Zuständen im Gray-Code. Mit diesem Material kann somit ein Meßfühler mit einer Auflösung von 0,28 % aufgebaut werden.

Eine Reduzierung des wirksamen Einheits-Spannungswertes ist mit einem Spiegelsystem auf beiden Seiten des elastischen Materials möglich. Beim dreifachen Durchlaufen eines bestimmten Materialanteils kann so die erreichbare Auflösung um den Faktor 3 verbessert werden und es ist somit eine Auflösung von 10^{-3} denkbar.

Alle mechanischen Größen und auch alle anderen physikalischen Größen, die in eine Kraft oder einen Druck umgeformt werden können, sind auf diese Weise digi-

tal meßbar geworden. Obwohl sich bereits zwei Hersteller um eine industrielle Anwendung dieses Prinzips bemühen, haben die verfügbaren Konstruktionen noch nicht die mögliche Genauigkeitsgrenze erreicht.

4.2.3 Digitaler Längenmeßfühler auf magnetischer Basis [53, 82]

Eine andere direkt digitale Methode zur Umsetzung einer Länge in ein paralleles, codiertes Signal bedient sich einer magnetischen Technik. Ein elektromagnetischer Anker wird um die Meßlänge verschoben und verändert dadurch den Angriffspunkt in einer Matrix, die aus magnetisch permeablen Drähten besteht. Bild 86 zeigt, wie die Drähte mit den entsprechenden Windungen die Matrix formen, deren Drähte dem erzeugten Magnetfeld ausgesetzt sind.

Wird der Anker auf einen bestimmten Aufnehmerstab ausgerichtet, so wird das Magnetfeld in der Umgebung dieses Drahtes vergrößert. Dadurch werden in den entsprechenden Aufnehmerwicklungen, die den einzelnen Stellenwertigkeiten zugeordnet sind, Spannungen induziert, deren Summe in Form eines logischen Signals ausgewertet wird.

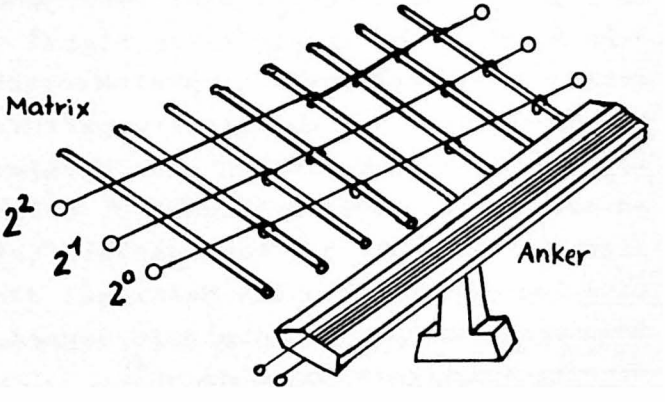


Bild 86

4.2.4 Synchro-Digital-Umsetzer zur Winkelmessung [53]

Werden die von einem Synchro erzeugten Spannungen hinsichtlich der Polarität der Phasenwinkel ausgewertet, so ist dadurch eine Möglichkeit zur digitalen Winkelmessung gegeben. Für eine genügend hohe Auflösung werden 4 Synchros über je ein 10 : 1-Zahnradgetriebe verbunden. Jeder Synchro-Drehübertrager liefert über Mischtransformatoren 5 phasenverschobene Spannungen, deren zeitlicher Verlauf in Bild 87 dargestellt ist.

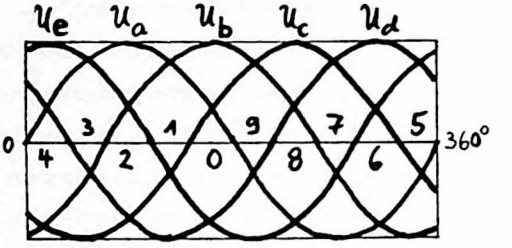


Bild 87

Ein dezimal codiertes Ausgangssignal ergibt sich über einen Phasendetektor und einen bistabilen Schaltkreis.

4.3 Digitales Meßverfahren mit Zählcode-Ausgang

In einer Simultantechnik läßt sich jede nichtelektrische Meßgröße in ein digitales Signal umsetzen, wenn genauso viele geeignete nichtelektrische Komparatoren vorhanden sind, wie Quantisierungsstufen gewünscht werden. Diese Komparatoren oder Vergleicher liefern am Ausgang das logische Signal 0, solange das Meßsignal kleiner als der Auslösepegel ist, und liefern eine logische L, wenn das Meßsignal diesen Pegel überschritten hat. Das digitale Signal erscheint dann am Ausgang im Zählcode.

Der praktischen Ausführung steht ein relativ hoher Aufwand bei der Realisierung eines derartigen digitalen Meßfühlers entgegen. Wegen der entscheidenden Vorteile der digitalen Signaldarstellung und Verarbeitung wird jedoch dieser Nachteil u.U. in Kauf genommen. Außerdem ist zu erwarten, daß mit Fortschritten in der Technologie der Halbleiterbauelemente bald auch wirtschaftliche Lösungen in dieser voll parallelen Technik möglich sind.

Bild 88 zeigt, wie bei 10 Quantisierungsstufen die 10 Ausgangssignale der Komparatoren K1 bis K10 gewonnen werden.

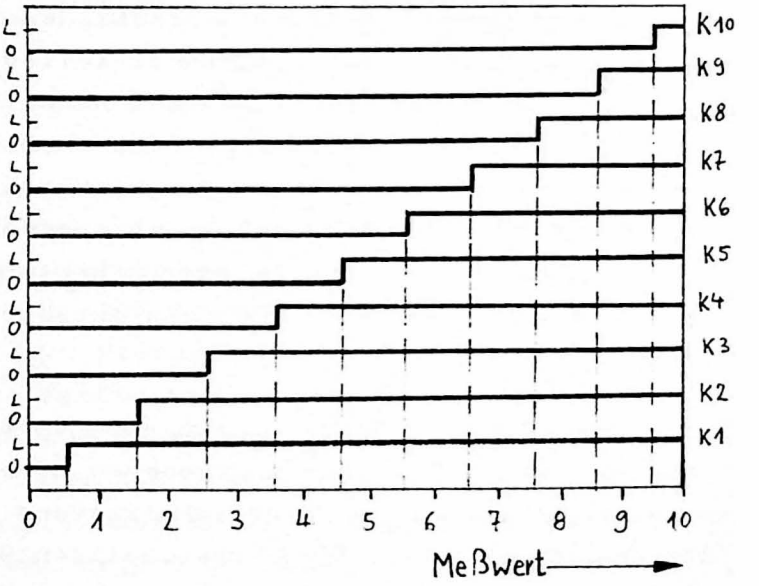


Bild 88

Da die Ausgangssignale der Komparatoren den Meßwert im Zählcode liefern, muß für Rechenzwecke eine Umcodierung in den reinen Binärcode oder in den BCD-Code erfolgen.

Besonders interessant wird diese Technik dann, wenn bei der Herstellung von Halbleiterschaltungen sowohl

die Komparatoren als auch die Umcodierungslogik auf einem einzigen Träger aufgebracht werden können.

Im folgenden werden zwei Beispiele für digitale Meßfühler mit Zählcode-Ausgang gegeben. Im ersten Beispiel wird die digitale Instrumentierung der N.S. Savannah beschrieben, die mit Hilfe von Ultraschall-Aufnehmern erfolgt ist. Im zweiten Beispiel wird futuristisch ein digitaler Temperaturfühler mit Halbleiter-Komparatoren vorgestellt.

4.3.1 Digitale Meßverfahren über Ultraschall-Flüssigkeits-Standmessung [84]

Die digitale Messung mehrerer verschiedener nichtelektrischer Größen mit Ultraschall-Wellen ist an Bord des ersten nuklear betriebenen Handelsschiffes der Welt, der N.S. Savannah, erprobt worden. Die Hauptvorteile der einheitlich ausgeführten Meßaufnehmer und der Elektronik liegen in der erhöhten Zuverlässigkeit, in der einfacheren Wartung und in der fehlersicheren und eindeutigen Ausgabe des Meßsignals.

Alle in Bild 89 gezeigten Digital-Meßfühler beruhen auf dem Prinzip des links angegebenen Höhenstandsmessers. Mit steigendem Flüssigkeitsstand werden die verschiedenen Niveaus der Ultraschallsender und -empfänger erreicht.

Alle Ultraschallsender werden mit schmalen 3-MHz-Impulsen 60-mal in der Sekunde erregt. Da die Schallenergie sich durch die Flüssigkeit sehr gut, durch Luft aber nur sehr schlecht fortpflanzt, liefern nur diejenigen Empfänger ein Ausgangssignal, die von der Flüssigkeitssäule erreicht wurden.

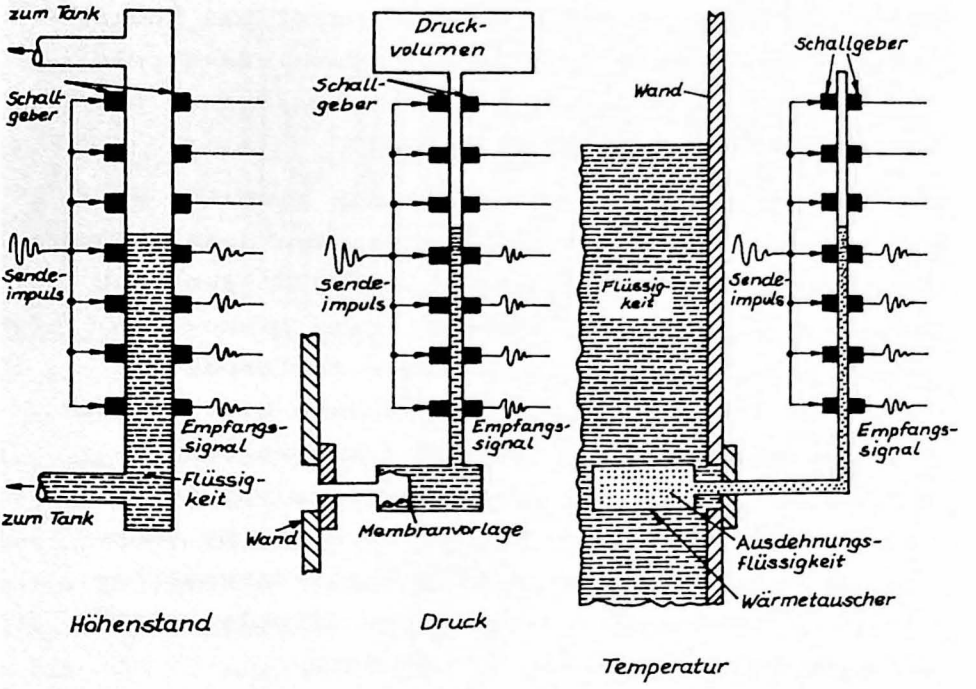


Bild 89

Auf dem gleichen Prinzip kann nun auch ein Druckfühler mit digitalem Ausgang konzipiert werden (Bild 89 Mitte). Zur Trennung der Meßflüssigkeit vom Gas oder der Flüssigkeit des Systems wird eine expandierbare Membranvorlage benutzt. Der im Meßfühler vorhandene Gegendruck beeinflußt Nullpunkt und Steilheit der Kennlinie. Erst wenn der Meßdruck den Gegendruck übersteigt, dehnt sich die Membranvorlage aus und drückt die Meßflüssigkeit in der Säule hoch. Da nun, wie bei der Flüssigkeits-Standmessung, das Ausgangssignal durch ein Niveau gegeben ist, kann die nachfolgende Elektronik völlig gleichartig aufgebaut sein.

Der digitale Temperaturmeßfühler (Bild 89 rechts) basiert auf einer ähnlichen Idee. Flüssigkeits-Ausdehnungsthermometer sind schon seit langem in der

industriellen Instrumentierung bekannt. Das Neuartige ist hier die Auswertung des Niveausignals, die in ähnlicher Weise wie beim Höhenstandsmesser und beim digitalen Druckmesser erfolgt.

Die Ultraschalltechnik wurde deshalb gewählt, weil auf diese Weise eine einfache Austauschbarkeit innerhalb des Systems gewährleistet ist. Die identisch aufgebauten Sender und Empfänger sind piezoelektrische Kristalle. Die erreichbare Auflösung ist durch den Abstand zwischen den Sendern bzw. Empfängern gegeben. Die dynamischen Übertragungseigenschaften sind durch die Abtastfrequenz von 60 Hz, außerdem aber durch die mechanisch mögliche Änderungsgeschwindigkeit des Flüssigkeits-Niveaus bestimmt. Auf Grund der mechanischen Effekte beträgt die Einstellzeit auch einige Sekunden.

4.3.2 Digitaler Temperaturfühler mit Kaltleitern [85]

Wenn für nichtelektrische Meßgrößen geeignete Komparatoren zur Verfügung gestellt werden können, dann sind auch zuverlässige digitale Meßfühler denkbar, mit ähnlichen Vorteilen, wie sie der Halbleiterelektronik zum Durchbruch verholfen haben. Wesentlich ist dabei, daß die notwendigen Komparatoren mit definierten Auslöseschwellen wirtschaftlich hergestellt werden können.

Als Beispiel möge ein bereits heute realisierbares Verfahren zur digitalen Temperaturmessung mit Kaltleiter-Komparatoren dienen. Ein in Simultantechnik aufgebauter Meßfühler liefert das digitale Signal im Zählcode. Das Prinzip ist in Bild 90 dargestellt.

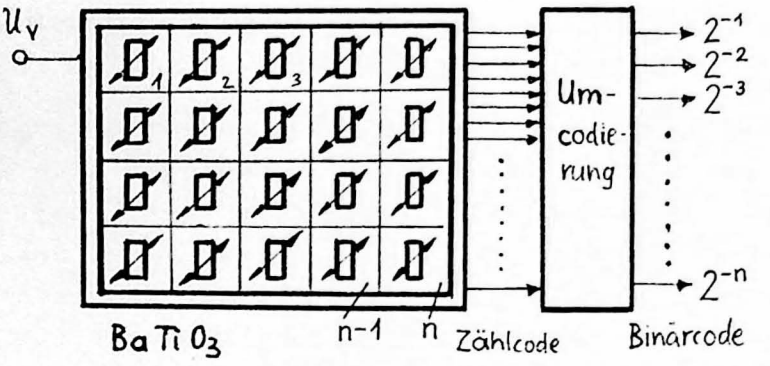


Bild 90

Auf einem gemeinsamen Träger sitzen z.B. n=100 Kaltleiter-Komparatoren, deren Auslöseschwellen durch geeignete Dotierung und damit durch die Curie-Temperatur festgelegt sind. Im Abstand von 1 grd ist ein digitaler Temperaturfühler für einen Meßumfang von 0 bis 100 °C möglich. Die Quantisierungseinheit von 1 grd bestimmt die erreichbare Auflösung.

Alle Kaltleiter mit Auslöseschwellen höher als die Meßtemperatur sind niederohmig und leitend; Kaltleiter mit niedrigeren Auslösepegeln sind hochohmig. Einem niederohmigen Wert muß eine logische Null, einem hochohmigen Widerstandswert eine logische Eins zugeordnet werden. Mit Hilfe eines Codeumsetzers kann der Zählcode in einen für die Weiterverarbeitung besser geeigneten Code, z.B. in einen reinen Binärcode, umgeschlüsselt werden.

Auf einem ähnlichen Prinzip aufgebaut, sind auch Meßfühler für andere nichtelektrische Größen möglich. So z.B. ein digitaler Druckmeßfühler, der sich des piezoresistiven Effektes bedient. Hier liegen die zukünftigen Aufgaben der wissenschaftlichen Forschung auf dem Gebiet moderner Halbleiter-Sensoren.

4.4 Digitale Meßverfahren durch Kompensation der nichtelektrischen Größen

Andere Verfahren zur digitalen Meßwerterfassung einer nichtelektrischen Größe bedienen sich des Prinzips der Kompensation. Besonders vorteilhaft ist diese Methode dann, wenn in einfacher Weise der notwendige Vergleich der Meßgröße mit der Kompensationsgröße durchgeführt werden kann. Dies ist z.B. bei der digitalen Messung von Kräften, Drücken oder Drehmomenten der Fall. Die denkbaren Verfahren unterscheiden sich im wesentlichen nur noch dadurch, ob die Stufung der Kompensationsgröße elektrisch oder bereits als nichtelektrische Größe vorgenommen wird.

4.4.1 Kraftvergleichsverfahren zur digitalen Druckmessung [86]

Nach dem Kompensationsprinzip entwickelte die Conrac Corp. einen digitalen Druckmeßumformer mit 13 bit. Es wurde ein Umsetzungsfehler von weniger als $5 \cdot 10^{-4}$ erreicht. Nach Bild 91 wird der umzusetzende Meßdruck über Faltenbälge in eine Kraft umgeformt.

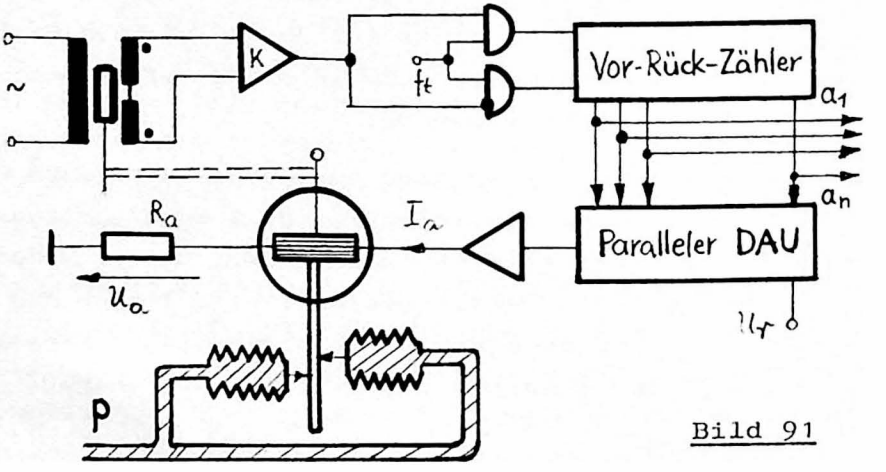


Bild 91

Diese Kraft wirkt auf einen Hebelarm und erzeugt an einer drehbar und flexibel gelagerten Welle ein Drehmoment. Der daraus resultierende Verdrehungswinkel von weniger als einer Bogenminute wird von einem Differential-Transformator-Aufnehmer erfaßt. Dieser wiederum liefert ein Ausgangssignal, dessen Phasenlage sich beim Nulldurchgang um 180° ändert. Abhängig vom Vorzeichen wird beim Überschreiten eines bestimmten Grenzwertes eines der beiden Gatter freigegeben. Dadurch laufen Zählimpulse in den Vorwärts- oder Rückwärts-Zähleingang des anschließenden Nachlaufumsetzers ein. Die Stellung dieses Zählers bildet das Eingangssignal eines DAU mit Kettenleiter. Über einen Verstärker wird schließlich die Ausgangsspannung des DAU in einen proportionalen Gleichstrom umgeformt, der in einem Drehspulsystem ein Drehmoment erzeugt, das dem vom Meßdruck erzeugten Moment entgegenwirkt.

Im abgeglichenen Zustand ist die Wellenauslenkung angenähert gleich Null. Das Ausgangssignal des Komparators bleibt dann unter einem bestimmten Schwellwert, so daß beide Gatter gesperrt sind. Der Zählerstand des Vorwärts-Rückwärts-Zählers ist dann gleich dem gewünschten digitalen Ausgangssignal und dem Eingangsdruck p proportional.

Der mechanische Aufbau des Druckaufnehmers ist in Bild 92 dargestellt.

Der Eingangsdruck wird über die zwei gegenüberliegenden Bälge erfaßt. Die Hebelarme sind geringfügig unterschiedlich ausgeführt. Das dadurch erzeugte Differenzdrehmoment wird mit dem Drehspulsystem kompensiert. In der Konstruktion ist außerdem noch die elastische Wellenlagerung zu erkennen.

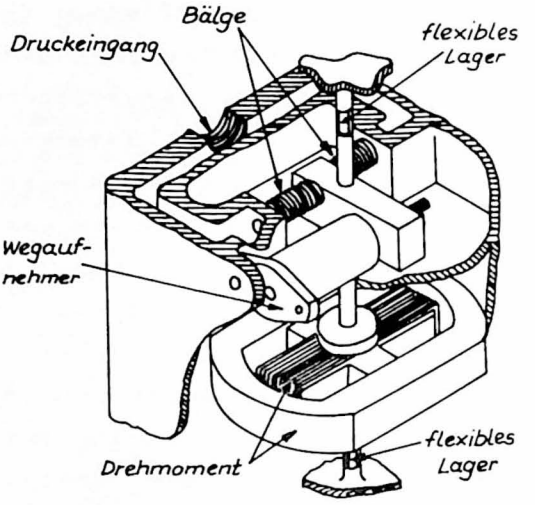


Bild 92

4.4.2 Kraftvergleichsverfahren zur digitalen Messung der Dichte von Flüssigkeiten [87]

Ein digitales Verfahren zur Messung der Dichte von Flüssigkeiten ähnelt dem soeben beschriebenen Druckmeßverfahren. Durch ein U-Rohr, das horizontal an einer Kreuzblatt-Aufhängung gelagert ist, wird die Meßflüssigkeit geleitet. Dieses U-Rohr bildet eines der beiden Gewichte einer Hebelwaage. Am anderen Hebelarm wird eine geeichte Masse gerade so groß gewählt, daß sie der mit einer Referenzflüssigkeit (z.B. Wasser) gefüllten Röhre das Gleichgewicht hält. Eine Gewichtsabweichung auf Grund einer veränderten Dichte der Meßflüssigkeit bewirkt eine Auslenkung des Hebelarms, die über einen optischen Aufnehmer in eine Spannung umgeformt wird (Bild 93).

Abhängig von der Polarität des Ausgangssignals des Komparators wird in einem Nachlaufumsetzer eine Kraft erzeugt, die den Hebelarm in die Gleichgewichtslage zurückführt.

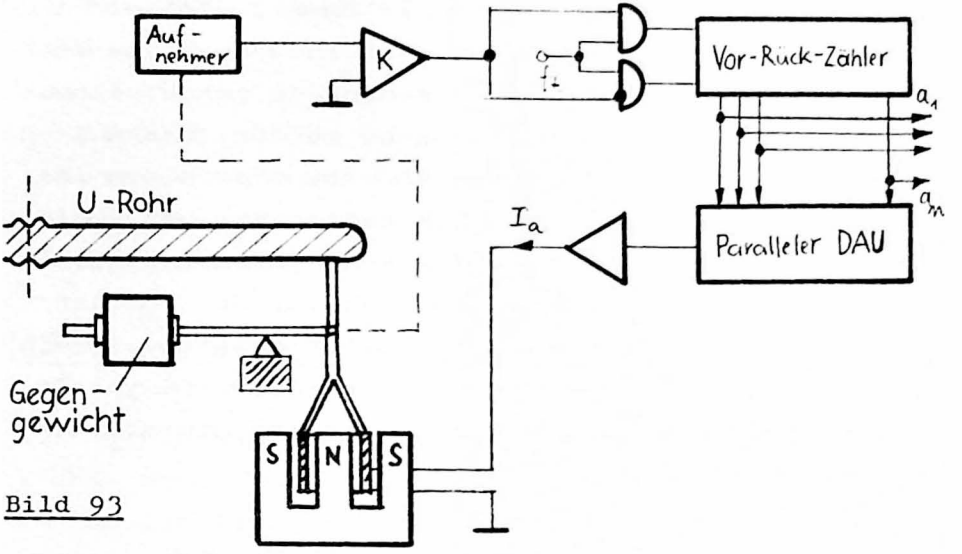


Bild 93

Da bei diesem Meßumformer der Nullpunkt unterdrückt wird, liegt die erreichbare Genauigkeit relativ hoch. In einem Bereich von 10 % Dichteänderung können Fehler von nur 10^{-4} erzielt werden. Dabei ist angenommen, daß die Referenzflüssigkeit mit genügender Genauigkeit bestimmt werden kann.

4.4.3 Digitales Druckmeßverfahren mit nichtelektrischer Kompensation [88]

Bei höchsten Anforderungen an die Genauigkeit, wie z.B. bei der Eichung von Druckmessern in Laboratorien, wird die nichtelektrische Meßgröße, hier der Druck, auch mit nichtelektrischen Größen, hier mit bewerteten Gewichten, kompensiert. Die Realisierung eines solchen Präzisionsinstrumentes bereitet natürlich weit größere Schwierigkeiten als die Kompensation über elektrisch bewertete Maßstäbe.

Bei einer ausgeführten Druckmeßeinrichtung wirkt am einen Ende eines flexibel gelagerten Waagebalkens

die von einem Faltenbalg erzeugte Kraft, die dem Meßdruck proportional ist. Auf der anderen Seite des Waagebalkens können über Elektromagnete genau bekannte, bewertete Gewichte aufgebracht werden. Das Aufsetzen und Abnehmen der Gewichte wird über einen induktiven Abgriff und eine Logik gesteuert. Der Abgleich erfolgt ähnlich wie beim elektrischen Analog-Digital-Umsetzer mit sukzessiver Approximation. Je nach der gewählten Codierung müssen die Gewichte entweder rein binär oder BCD-codiert bewertet werden. Das digitale Ausgangssignal ist dann im abgeglichenen Zustand dem Meßdruck proportional.

4.5 Digitale Meßverfahren auf der Basis von Impulszahl, Zeit oder Frequenz [89]

Bestimmte nichtelektrische Größen liegen bereits in einer sehr digitalfreundlichen Form vor. Es ist schon lange Zeit bekannt, daß Impulszahlen mit Hilfe eines elektronischen Zählers in ein digitales Signal umgeformt werden können. Es lassen sich deshalb auch in einfacher Weise Zeiten dadurch bestimmen, daß die während der unbekannten Zeit von einer bekannten Frequenz herrührenden Impulse gezählt werden. Umgekehrt können auch unbekannte Frequenzen dadurch digital bestimmt werden, daß die während einer bekannten Zeit in einen elektronischen Zähler einlaufenden Impulse gezählt werden. Der Zählerstand N ist in beiden Fällen dem gewünschten Meßsignal proportional und berechnet sich aus dem Produkt $N = f \cdot t$.

Auf dem Umweg über die Zeit- und Frequenzmessung sind nun Weg- und Winkelmessungen, Drehzahl- und Durchflußmessungen sowie Geschwindigkeitsmessungen möglich. Wege l und Winkel φ sind bei bekannter Geschwindigkeit bzw. bekannter Winkelgeschwindigkeit ω proportio-

nal der Zeit t gemäß $l = v \cdot t$ bzw. $\varphi = \omega \cdot t$. Eine der Drehzahl proportionale Frequenz erhält man durch Abfragen der am Umfang einer Scheibe angebrachten Marken. Durchfluß und Geschwindigkeit werden schließlich entweder durch Umformung in eine Drehzahl oder über wiederholte Laufzeitmessungen bestimmt, also durch Umwandlung in eine Frequenz.

4.5.1 Digitale Streckenbestimmung über Phasenmessung [90]

Zur Bestimmung der Wurfweite von Speer, Hammer und Diskus wurde bei den XX. Olympischen Sommerspielen in München zum erstenmal das Stahlbandmaß durch eine elektronische Methode ersetzt. Ein registrierender elektrooptischer Entfernungsmesser und ein Theodolit sind in einem Instrument vereinigt. Dieses sogenannte elektronische Tachymeter erlaubt gleichzeitig die Messung von Richtung und Entfernung und ist damit auch zu einem wichtigen Instrument für die Geodäsie geworden.

Die Richtungsmessung erfolgt in diesem Tachymeter mit einem Winkelcodierer mit einer Auflösung von 10^{-3} g. Die Entfernungsmessung bedient sich der Phasenmessung zwischen einer ausgesandten und der vom Endpunkt einer Strecke reflektierten Welle.

Als infrarote Strahlungsquelle dient eine Gallium-Arsenid-Lumineszenzdiode, deren Licht mit einer Frequenz von etwa 15 MHz moduliert wird. Die gesuchte Strecke l ergibt sich aus der Modulationswellenlänge λ und dem Phasenwinkel φ zu

$$l = \left(\frac{\varphi}{2\pi} + n \right) \lambda \qquad \text{mit } n = 0, 1, 2, \ldots$$

oder über die Laufzeit t

$$l = (t + n\,T)\,c \qquad \text{mit } n = 0, 1, 2, \ldots .$$

Dabei bedeutet T die Periodendauer der Modulationsferquenz und c die Lichtgeschwindigkeit. Eindeutig sind die Gleichungen nur dann, wenn die Laufzeit t kleiner als die Periodendauer T (n=0) ist. Bei einer Modulationsfrequenz von 15 MHz beträgt die zugehörige Wellenlänge 20 m. Wenn also größere Strecken vermessen werden sollen, so muß zuerst mit einer niedrigeren Modulationsfrequenz, z.B. mit 150 kHz, die Strecke grob und dann erst mit der höheren Modulationsfrequenz genau vermessen werden.

Die verwendete Meßanordnung ist im Blockschaltbild in Bild 94 dargestellt.

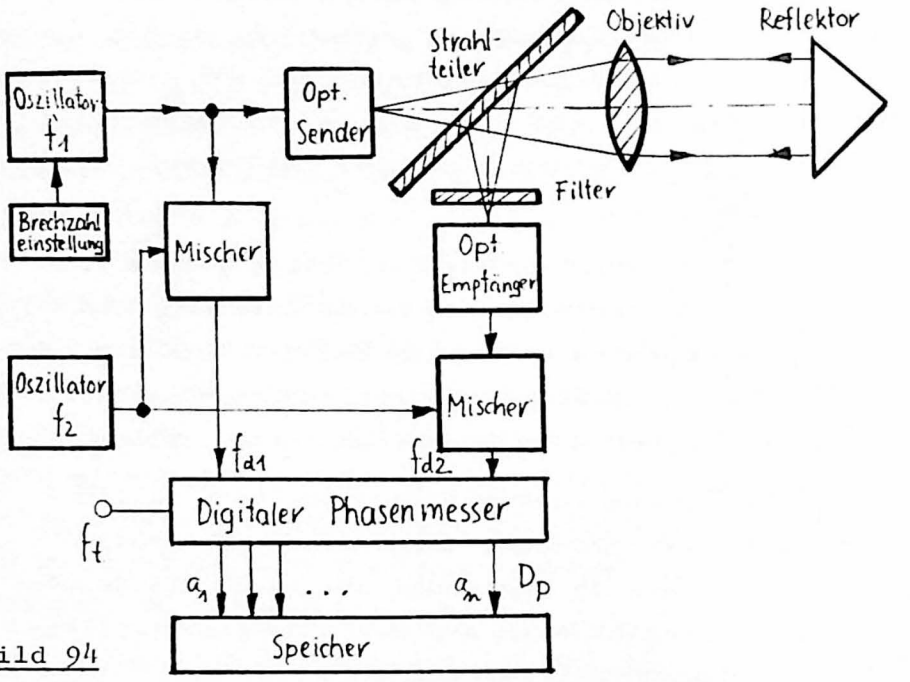


Bild 94

Die GaAs-Diode befindet sich im Brennpunkt des Sendeobjektivs. Das ausgesandte Lichtbündel weist eine Divergenz von 1 Bogenminute auf. Am Ende der Strecke

wird dieses Lichtbündel durch ein Tripelprisma reflektiert und zum Sendeobjektiv zurückgeworfen, das damit gleichzeitig als Empfangsobjektiv fungiert. Die Trennung des Strahlengangs erfolgt durch einen teildurchlässigen Spiegel. Als optischer Empfänger dient ein infrarotempfindlicher Sekundärelektronenvervielfacher, der vor Fremd- und Störlicht durch ein vorgeschaltetes Filter geschützt ist. Der Entfernungsmesser wird dadurch tageslichtunempfindlich.

Die Phasenmessung erfolgt nicht auf der ursprünglichen Modulationsfrequenz, sondern nach Mischung mit einer zweiten, etwas niedrigeren Frequenz. Die entstehende Differenzfrequenz liegt um den Faktor 1000 niedriger als die Oszillatorfrequenzen f_1 und f_2, weist aber die gleiche Phasenbeziehung auf, so daß nach dieser Frequenztransformation in einfacher Weise eine Phasenbestimmung der beiden niederfrequenten Signale möglich ist.

Beim Nulldurchgang der Differenzfrequenz f_{d1} wird ein elektronisches Tor geöffnet und beim Nulldurchgang des Signals f_{d2} wieder geschlossen. Während der Öffnungszeit gelangen die von der Taktfrequenz herrührenden Impulse auf einen Zähler. Der Zählerstand ist proportional der Laufzeit t bzw. dem Phasenwinkel φ zwischen den beiden Signalen. Zur Erhöhung der Genauigkeit wird das Mittel aus 1000 Messungen gebildet. Der Einfluß der atmosphärischen Bedingungen wird durch die Brechzahleinstellung berücksichtigt, die die Frequenz f_1 des einen Oszillators in feinen Stufen verstimmt.

Für Anwendungen in Wurfwettbewerben der Leichtathletik ergibt sich die Wurfweite w nach Bild 95 zu

$$w = \sqrt{b^2+c^2-2bc\cdot\cos\alpha} - r.$$

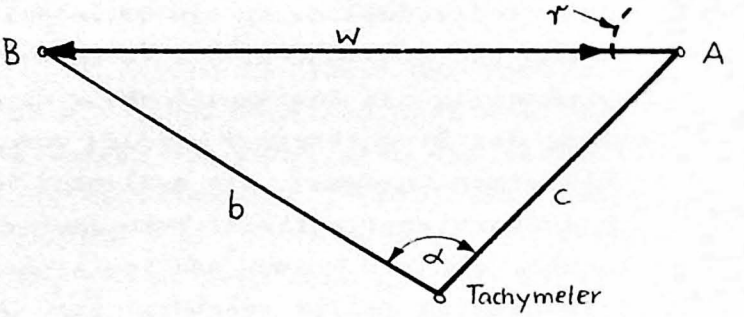


Bild 95

Dabei bedeuten w die Wurfweite, b die gemessene Entfernung, c die feste Entfernung zum Mittelpunkt, α Winkel zwischen Mittelpunkt A und Auftreffpunkt B und r den Wurfkreisradius. Die Entfernung c des Tachymeters vom Mittelpunkt wird einmal bestimmt und bleibt für die folgenden Messungen konstant. Die Wurfweite ergibt sich dann aus der gemessenen Entfernung b und aus dem gemessenen Winkel α.

4.5.2 Digitale Torsionswinkelmessung über Zeitbestimmung [91]

Die rotatorisch über eine Welle übertragene Leistung P kann aus dem Produkt zwischen Drehmoment M_t und Winkelgeschwindigkeit ω bestimmt werden. Eine digitale Bestimmung der Winkelgeschwindigkeit ist leicht möglich. Eine digitale Messung des Drehmomentes M_t ist über eine digitale Messung des Torsionswinkels φ möglich.

Das Torsionsmoment M_t berechnet sich aus dem Torsionswinkel φ, dem polaren Trägheitsmoment I_p des Wellenquerschnittes, dem Schubmodul G des Wellenmaterials und der Wellenlänge L aus

$$M_t = \varphi \frac{G}{L} I_p .$$

Bei kreisförmigem Wellenquerschnitt beträgt das polare Trägheitsmoment $I_p = \pi r^4/2$, wenn r der Wellenradius ist. Das Torsionsmoment M_t ergibt sich damit zu

$$M_t = \varphi \frac{\pi r^4 G}{2 L} .$$

Die digitale Torsionswinkelmessung erfolgt über eine Zeitmessung bei bekannter Winkelgeschwindigkeit ω gemäß der Beziehung $\varphi = \omega t$. Das Prinzip des Meßverfahrens ist in Bild 96 aufgezeigt.

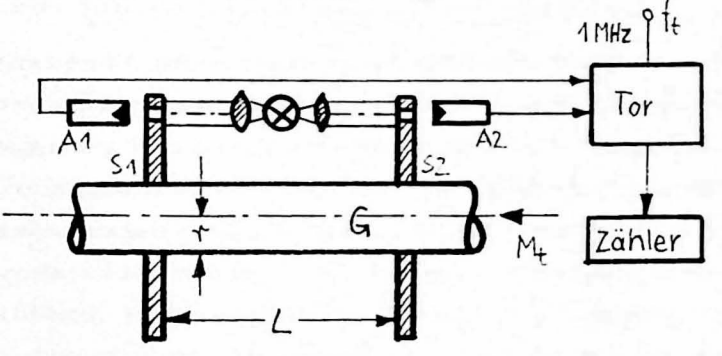


Bild 96

Im Abstand L sind auf einer Welle mit dem Radius r zwei geschlitzte Scheiben S1 und S2 befestigt. Ohne angreifendes Drehmoment fluchten die Schlitze. Bei vorhandenem Torsionsmoment M_t bleibt die Scheibe S1 hinter der Scheibe S2 zurück. Der daraus resultierende Verdrehungswinkel ist dem Drehmoment M_t proportional und wird photoelektrisch über zwei Aufnehmer A1 und A2 abgetastet.

Am Umfang jeder Scheibe sind 20 Radialschlitze in gleichen Abständen angebracht. Sie werden von einer zentralen Lichtquelle angestrahlt und über die beiden lichtelektrischen Aufnehmer abgefragt. Dadurch entstehen zwei Impulszüge, die ohne Drehmoment bei jeder Geschwindigkeit koinzidieren. Ist jedoch ein Dreh-

moment vorhanden, so wird die Torsionswelle verdreht und die Impulsfolge von A1 ist gegenüber der Impulsfolge von A2 wegen der Scheibenversetzung verzögert. Die Verzögerungszeit t ist dem Torsionswinkel φ und damit dem Drehmoment M_t proportional und wird digital ausgewertet.

Die Impulse vom Aufnehmer A2 öffnen das Tor, die von A1 schließen es wieder. Die Öffnungszeit des Tores ist dem Verdrehungswinkel und damit auch dem Zählerstand $N = f_t \cdot t$ proportional.

4.5.3 Digitale Drehzahlmessung [92-95]

Eine Drehzahlmessung kann über eine Frequenzmessung erfolgen, wenn pro Umdrehung einer rotierenden Welle einer oder mehrere Impulse mit Hilfe geeigneter Markierungen erzeugt werden. Die Abtastung der Marken kann dabei optisch, induktiv oder magnetisch erfolgen. Bei niedrigen Drehzahlen muß einerseits darauf geachtet werden, daß die Meßzeit bei einer bestimmten gewünschten Auflösung genügend niedrig bleibt, andrerseits liefern induktive Aufnehmer bei niedrigen Drehzahlen nur ungenügende Signalpegel, so daß dieses Verfahren dann nachteilig ist.

Kleine Meßzeit ist auf dem Umweg über eine Zeitmessung erreichbar. Es muß dann jedoch der Reziprokwert des zeitlichen Abstandes zweier Meßmarken gebildet werden.

Der Wechselspannungs-Drehzahlgeber in Bild 97 liefert eine Frequenz, die der zu messenden Drehzahl proportional ist. Die Frequenz kann dann mit den Mitteln der digitalen Frequenzmessung bestimmt werden.

Man kann die feststehenden Spulen und die rotierenden Magnete erkennen. Damit wird ein Kommutator vermieden. Für niedrige Drehzahlen werden hohe Polpaar-

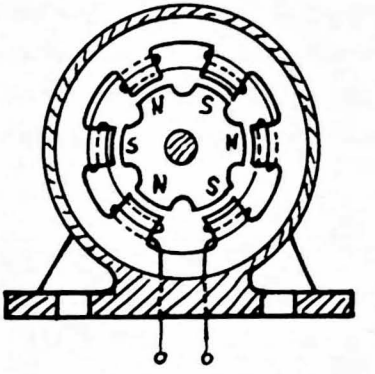


Bild 97

zahlen benötigt, damit eine genügend hohe Frequenz erreicht wird.

Der induktive Drehzahlgeber nach Bild 98 besteht im wesentlichen aus einem mit der Drehzahl rotierenden Weicheisen-Zahnrad und einem elektromagnetischen Geber mit Dauermagnet. Nach dem Induktionsgesetz wird in der Aufnehmerspule eine Spannung induziert, die der Windungszahl w und der Änderungsgeschwindigkeit des magnetischen Flusses proportional ist. Die Frequenz der induzierten Spannung ist wieder der Drehzahl proportional.

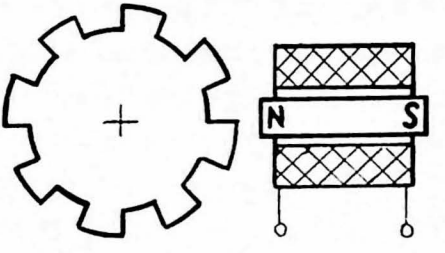


Bild 98

Als dritter, häufig verwendeter Vertreter der digitalen Drehzahlmesser möge der lichtelektrische Impulsgeber nach Bild 99 dienen. Am Umfang der Meßwelle sind eine oder mehrere Markierungen angebracht, die dem ankommenden Lichtstrahl den Weg zum photoelek-

trischen Aufnehmer freigeben. Die Zahl der erzeugten Impulse ist der Umdrehungszahl proportional; damit wird die Anzahl von Impulsen während einer konstanten Zeit der Drehzahl proportional.

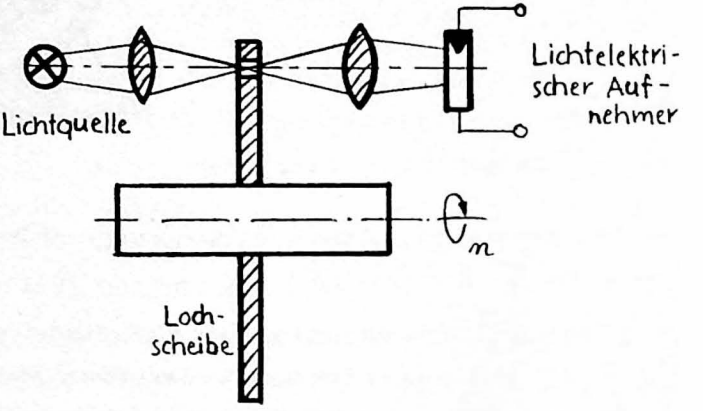


Bild 99

Eine Drehzahldifferenzmessung ist bei allen beschriebenen Verfahren durch die Verwendung eines Vor-Rückwärtszählers möglich. Mit den von der Drehzahl n_1 herrührenden Impulsen wird der Zähler während der konstanten Zeit t_0 hochgezählt. Anschließend erfolgt eine Rückwärtszählung mit Hilfe der Impulse von der Drehzahl n_2 während der gleichen Zeit t_0.

Bild 100 zeigt den Ablauf einer digitalen Drehzahldifferenzmessung.

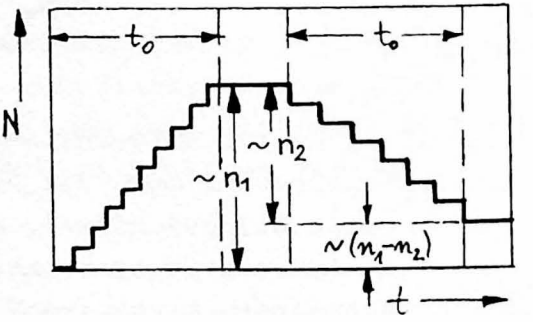


Bild 100

Es verbleibt schließlich im Zähler eine Impulsdifferenz, die wegen der konstanten Torzeiten t_o der Differenzgeschwindigkeit bzw. der Differenzdrehzahl proportional ist.

4.5.4 Digitale Durchflußmessung über Impulsrate [12,96,97]

Es sind mehrere Verfahren zur Durchfluß- bzw. Mengenmessung bekannt, bei denen die translatorische Größe in eine rotatorische Größe umgeformt wird und deshalb am Ausgang eine Drehzahl oder bereits eine Impulsrate erscheint.

Unter den Auslaufzählern sind dabei besonders die Kippzähler und Trommelzähler, unter den Verdrängungszählern die Ringkolbenzähler, Taumelscheibenzähler und besonders die Ovalradzähler bekannt geworden. In der Gruppe der Turbinenzähler haben Woltmann-Zähler und Flügelradzähler Bedeutung erlangt. Bild 101 zeigt zwei Verfahren zur Bestimmung des Durchflusses, nämlich Ovalradzähler und Turbinenzähler. In beiden Fällen ist die erhaltene Drehzahl dem Volumendurchfluß proportional. Während beim Ovalradzähler häufig noch die Drehzahlmessung über eine herausgeführte Welle erfolgt, werden bei den Turbinenzählern gerne induktive Abgriffe eingesetzt, die eine leistungslose Messung der Drehzahl erlauben.

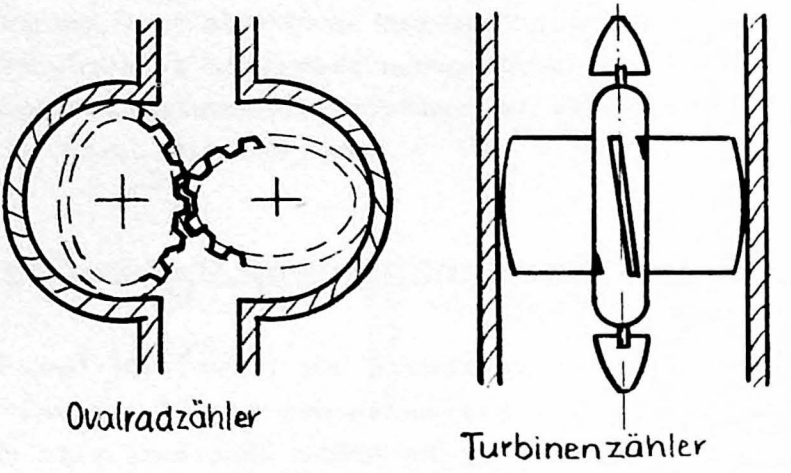


Bild 101

Besonders interessant ist das Prinzip des Wirbeldurchflußmessers, bei dem die Impulsrate nicht über ein Flügelrad, sondern über einen präzedierenden Wirbelfaden erzeugt wird. Bild 102 zeigt das Prinzip des Verfahrens.

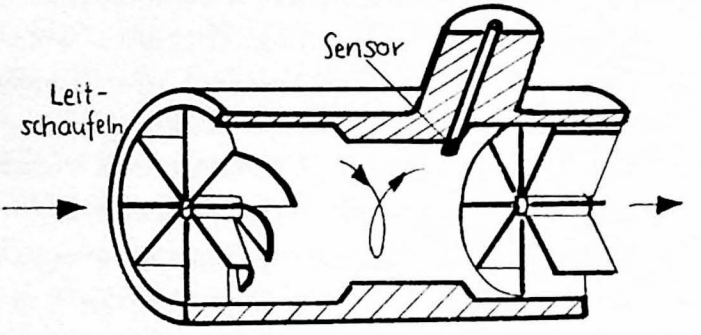


Bild 102

Die links einströmende Flüssigkeit durchläuft einen Kranz von Leitschaufeln, die das Meßgut in Drall versetzen. Durch eine Reduktion des Durchmessers wird der Wirbel beschleunigt, danach nimmt der Durchmesser wieder rasch zu. Die Meßflüssigkeit verläßt die Einschnürung als wirbelnder Strahl und präzediert daher um die Rohrachse wie ein Kreisel. Die Frequenz dieser Präzession ist dem Volumendurchfluß proportio-

nal. Sie wird mit Hilfe eines thermischen Detektors, nämlich mit einem fremdgeheizten Heißleiter ermittelt.

4.5.5 Digitale Durchflußmessung über Impulslaufzeit hier: Ultraschall-Methode [59, 98]

Andere digitalfreundliche Verfahren zur Bestimmung des Durchflusses von Flüssigkeiten arbeiten nach dem Impulslaufzeitverfahren. Dem Meßmedium wird dabei ein Informationsträger eingeimpft. Die Zeit, die für das Durchlaufen einer festen Strecke benötigt wird, ist dann dem Durchfluß umgekehrt proportional. Als Informationsträger dienen dabei entweder eingespritzte Isotopen oder eine eingespritzte Salzlösung. Die Laufzeiten werden dann mit Hilfe eines Szintillationszählers bzw. über einen Leitfähigkeitsmesser bestimmt.

Besondere Impfmethoden erlauben nun eine Wiederholung des Laufzeitversuches dadurch, daß beim Erreichen des Aufnehmers an der Senderstelle wieder die Information eingeimpft wird. Bei diesen Verfahren entsteht dann eine Impulsfrequenz, die dem zu messenden Durchfluß wieder direkt proportional ist. Beispiele dafür sind die Einimpfung von Ladungsträgern beim Verfahren der Stoßionisation und das Wärmetönungsverfahren, bei dem nach Erreichen des Thermoelementaufnehmers wieder an der Senderstelle ein Wärmeimpuls ausgelöst und auf die Meßflüssigkeit aufgebracht wird.

Ein ähnliches Prinzip liegt dem Verfahren der Ultraschall-Durchflußmessung zugrunde. Es basiert auf der in Bild 103 angegebenen Methode der Schallgeschwindigkeitsmessung.

Über einen piezoelektrischen Sendekristall wird ein kurzer Schallimpuls ausgelöst, der mit der Geschwindigkeit $c \pm v$ durch die Meßflüssigkeit auf den Emp-

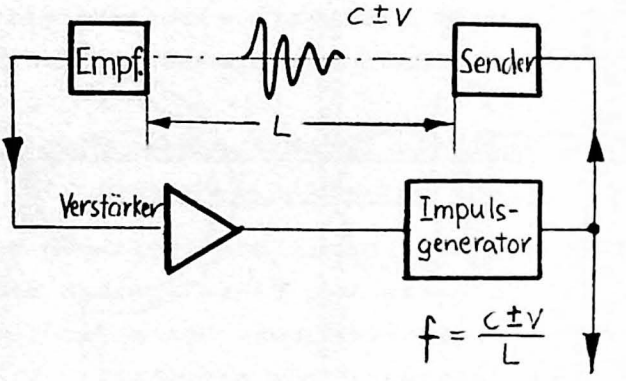


Bild 103

fängerkristall zuläuft. Es bedeuten dabei c die Schallgeschwindigkeit in einer ruhenden Flüssigkeit und v die durchschnittliche Relativgeschwindigkeit der Flüssigkeit zwischen Sender und Empfänger. Der empfangene Impuls wird nach Verstärkung und Impulsformung wieder auf den Sender gegeben. Es ergibt sich auf diese Weise eine Impulsfrequenz $f = (c \pm v)/L$.

Im Ultraschall-Durchflußmesser nach Bild 104 werden zwei dieser Meßkanäle eingesetzt. Die Frequenz des einen Kanals beträgt $f_1 = (c + v \cos \varphi)/L$ und die des anderen $f_2 = (c - v \cos \varphi)/L$.

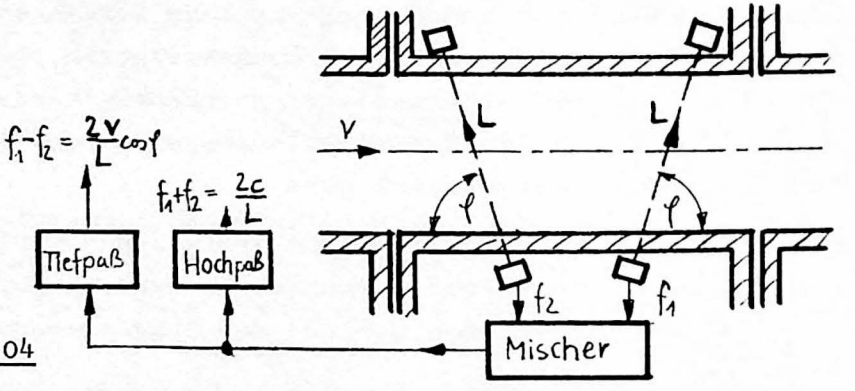


Bild 104

Nach der Frequenzmischung in einem Modulator können über ein Hochpaßfilter die Summenfrequenz und über ein Tiefpaßfilter die Differenzfrequenz erhalten

werden. Die Summenfrequenz ist der Schallgeschwindigkeit c proportional. Die Schallgeschwindigkeit wiederum ist der Wurzel aus der Flüssigkeitsdichte umgekehrt proportional. Durch Multiplikation mit dem Volumendurchfluß läßt sich auf diese Weise der Massendurchfluß bestimmen.

Die nach Tiefpaßfilterung erhaltene Differenzfrequenz f_1-f_2 ist der Durchschnittsgeschwindigkeit v proportional. Nach Multiplikation mit der Fläche A ergibt sich damit der Volumendurchfluß $Q = v \cdot A$. Dieses Verfahren ist besonders für hohe Durchflußwerte geeignet. Weniger geeignet ist es für niedrige Geschwindigkeiten und auch dann, wenn die laminare Strömung in eine turbulente Strömung umschlägt.

4.5.6 Digitale Geschwindigkeitsbestimmung nach dem Doppler-Prinzip [99, 100]

Für Geschwindigkeitsmessungen an bewegten Objekten läßt sich mit Vorteil das Dopplerverfahren verwenden. Von einem Festpunkt aus wird eine elektromagnetische Schwingung der Frequenz f ausgestrahlt, am bewegten Objekt reflektiert und wieder empfangen. Die empfangene Frequenz unterscheidet sich von der ausgesandten Frequenz um die Dopplerfrequenz f_d.

Bewegt sich das Objekt mit der Geschwindigkeit v auf den Festpunkt zu, dann beträgt die Dopplerfrequenz unter der Voraussetzung $v \ll c$

$$f_d = \frac{v}{c} 2 f .$$

Man kann aus dieser Gleichung ableiten, daß für eine im Straßenverkehr gängige Geschwindigkeit von 54 km/h eine leicht meßbare Dopplerfrequenz von 1000 Hz ent-

steht, wenn der Sender mit einer Frequenz von 10 GHz betrieben wird, d.h. mit einer Wellenlänge von 3 cm.

Bei einem Verkehrsradar werden die in einem Klystronsender erzeugten Schwingungen von der Antenne gebündelt, abgestrahlt und nach der Reflexion von der gleichen Antenne wieder empfangen. Die reflektierte und die abgestrahlte Schwingung gelangen zu einem Überlagerungsempfänger, der die Dopplerfrequenz liefert. Die Dopplerfrequenz wird dann mit den Mitteln der digitalen Frequenzmessung ausgezählt und ist der gesuchten Geschwindigkeit proportional.

Das Dopplerverfahren wird auch zur Messung des Durchflusses von Flüssigkeiten angewendet. In diesem Fall wird Laserlicht von Schmutzpartikelchen, die in die Flüssigkeit injiziert werden, gestreut und dann die Geschwindigkeit dieser Teilchen über die Dopplerfrequenz bestimmt. Bei einer Wellenlänge von 6328 Å beträgt dann die Dopplerfrequenz 3,16 MHz pro m/s Strömungsgeschwindigkeit. Auch hier ist wieder die erhaltene Dopplerfrequenz der Geschwindigkeit bzw. dem Durchfluß proportional.

4.6 Digitale Meßverfahren mit elektromechanischen Oszillatoren

Bestimmte schwingungsfähige Gebilde, wie die Schwingsaite, können zur Umsetzung einer nichtelektrischen Meßgröße, z.B. einer Kraft, in eine Frequenz verwendet werden. Da in einfacher Weise ein Frequenzsignal in ein digitales Signal umgeformt werden kann, eignen sich auch mechanische Schwinger für die Konzeption von digitalen Meßfühlern und Meßverfahren. Für eine meßtechnische Betrachtung kommen vorwiegend Schwinger

mit verteilten Parametern in Betracht. Über eine Rückkopplung werden ungedämpfte Schwingungen erzeugt.

Auf diesem Prinzip sind Meßverfahren für die Umsetzung von mechanischen Größen, z.B. Kraft, Druck, Dehnung, Dichte, aber auch für die Messung von Temperaturen möglich. Neben der Schwingsaite können schwingende Bänder, Platten, Stäbe, Röhren oder schwingende Luftsäulen zur Meßwertumformung dienen.

4.6.1 Meßverfahren mit Schwingsaite [58, 101]

a) Der Meßeffekt

Die Grundfrequenz f einer schwingenden Saite nach Bild 105 berechnet sich zu

$$f = \frac{1}{2\,l}\sqrt{\frac{\sigma}{\rho}}\,.$$

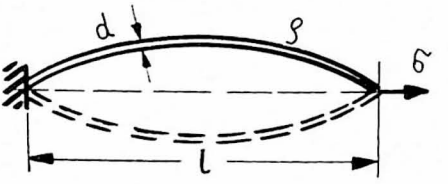


Bild 105

Dabei bedeuten l die Länge der Schwingsaite, σ die mechanische Spannung der Saite, ρ die Dichte des Saitenmaterials. Berücksichtigt man das Hookesche Gesetz $\rho = \varepsilon \cdot E$, so kann bei bekanntem Elastizitätsmodul E die Dehnung ε der Saite bestimmt werden und es ergibt sich für die Schwingfrequenz

$$f = \frac{1}{2\,l}\sqrt{\frac{\varepsilon\,E}{\rho}}\,.$$

Durch Multiplikation der mechanischen Spannung σ mit dem Querschnitt $A = d^2\,\pi/4$ erhält man die Spannkraft F. Die Grundfrequenz der Schwingsaite beträgt dann

$$f = \frac{1}{2\,l}\sqrt{\frac{F}{\rho\,A}} = \frac{1}{1\cdot d}\sqrt{\frac{F}{\rho\cdot\pi}}\,.$$

Dabei bedeutet d den Durchmesser der Saite. Das Produkt aus Dichte ρ und Querschnitt A stellt die Massenbelegung μ der Saite dar. Die Frequenz f ergibt sich damit zu

$$f = \frac{1}{2\,l}\sqrt{\frac{F}{\mu}}\,.$$

Die Massenbelegung wiederum berechnet sich über $\mu = m/l$, also aus dem Quotienten von Masse m und Länge l der Saite. Für die Frequenz f folgt damit

$$f = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{F}{l \cdot m}}\,.$$

Aus diesen Überlegungen ergeben sich eine Reihe von Meßgrößen, die unmittelbar mit Hilfe der Schwingsaite in ein Frequenzsignal umgeformt werden können. Es sind dies die Dehnung ε, die Kraft F und die Länge l. Eine Umsetzung der Länge l in eine proportionale Periodendauer durch Verschieben einer Schneide ist nicht gebräuchlich. Der Zusammenhang zwischen Frequenz f und Dehnung ε oder Kraft F ist nichtlinear. Geeignete Maßnahmen erlauben jedoch eine Linearisierung der Kennlinie oder es wird gezielt der Wurzelzusammenhang, z.B. bei der Durchflußmessung nach dem Wirkdruckverfahren, ausgenützt.

Mittelbar ist die Messung eines Druckes p über eine Kraftmessung möglich. Außerdem kann eine zusätzliche Massenbelegung zur Massenbestimmung kleiner Massen verwendet werden (Staubgehaltsmessung).

b) Kraftmessung mit Schwingsaiten [102]

Wegen des nichtlinearen Zusammenhangs zwischen der Ausgangsfrequenz f und der Meßkraft F müssen Linearisierungsmaßnahmen ergriffen werden. Eine wesentliche Ver-

besserung der Linearität ist mit Hilfe des Differenzprinzips erreichbar. Die Meßkraft wird zu diesem Zweck in ein System von zwei vorgespannten Saiten eingeleitet. Eine der beiden Saiten wird dabei (Bild 106) stärker gespannt, die andere wird entlastet.

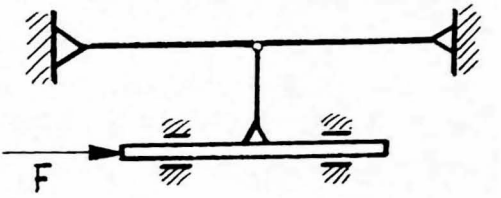


Bild 106

In einer Mischstufe wird die Differenz der Frequenzsignale der beiden Schwingsaiten gebildet. Die Linearität ist gegenüber der einzelnen Saite wesentlich verbessert, da die Differenzfrequenz einen Wendepunkt beim Nulldurchgang aufweist.

Durch Parameterveränderung in bezug auf Länge und Dicke der einzelnen Saiten läßt sich der verbleibende Linearitätsfehler noch weiter verkleinern. Außerdem wird vermieden, daß das Vorzeichen der Differenzfrequenz ausgewertet werden muß. Schließlich ist es mit einer nichtlinearen Rückführung möglich, Linearitätsfehler unter 10^{-4} zu erreichen. Die elektrodynamisch erregten Saiten fungieren dabei als Widerstände in Wheatstoneschen Brücken. Eine der beiden Saitenfrequenzen wird dabei in einen nichtlinear abhängigen Gleichstrom umgesetzt, der in einer Korrekturspule auf der Kraftseite einen Kraftanteil zur Verminderung des Restfehlers bewirkt.

c) Längenmessung mit Schwingsaiten

Längenmessungen mit Schwingsaiten sind auf dem Umweg über Dehnungsmessungen denkbar. Ein linearer Zusam-

menhang zwischen Frequenz und Länge wird dadurch erreicht, daß zuerst eine Quadrierung der Meßlänge mit Hilfe einer Mechanik vorgenommen wird (Bild 107).

$$s^2 \approx 2 \cdot \Delta l \cdot l_o .$$

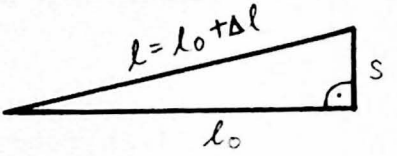


Bild 107

Die erhaltene Ausgangsfrequenz f ist dann der Meßlänge s proportional.

d) Druckmessung mit Schwingsaiten [77]

Von der amerikanischen Firma Borg-Warner Controls ist ein zuverlässiger und genauer Druckaufnehmer mit Schwingsaite entwickelt worden.

Zwischen einem Festpunkt und einer metallischen Membran ist ein dünner Wolframdraht ausgespannt (Bild 108).

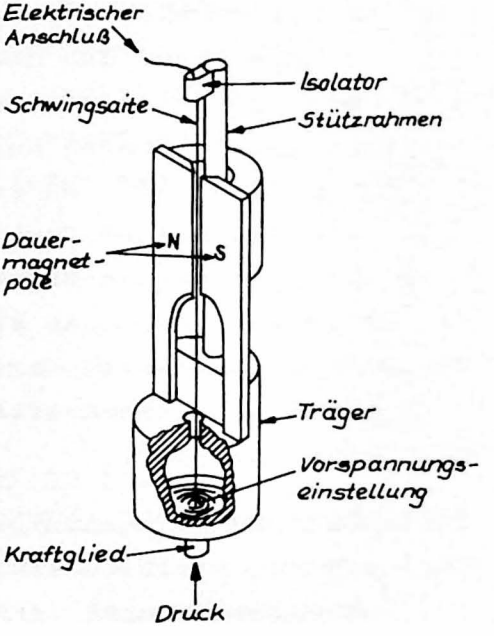


Bild 108

Wird durch den Draht Wechselstrom geleitet, so wird er - da er sich in einem Magnetfeld befindet - in Schwingung versetzt. Den notwendigen Strom liefert ein Verstärker, der so in das schwingungsfähige System eingegliedert ist, daß die Oszillatorfrequenz durch die Schwingfrequenz des gespannten Drahtes bestimmt ist.

Der Meßdruck beeinflußt die Stellung der Membran und damit die mechanische Spannung der Schwingsaite. Die erhaltene Frequenz ist ein Maß für den Druck und kann leicht in ein digitales Signal umgesetzt werden. Der Zusammenhang zwischen Frequenz f und Druck p ist nichtlinear und beträgt

$$p = p_o \left[(f/f_o)^2 - 1 \right].$$

Dabei bedeutet f_o die Schwingfrequenz beim Druck p=0 und p_o ist ein Skalierungsfaktor, der identisch ist mit dem Druck, der durch die Vorspannung der Saite simuliert wird.

Werden relative Fehler von 1 % zugelassen, dann können Druckmeßumformer mit Schwingsaite einfach und billig hergestellt werden. Bei höherer geforderter Genauigkeit müssen aber Sondermaßnahmen befolgt werden. Der Schwingdraht darf in der Einspannung nicht gequetscht werden. Der thermische Ausdehnungskoeffizient des Drahtes und der Halterung müssen aneinander angepaßt werden. Die hohe Vorspannung der Schwingsaite muß reduziert werden. Schließlich muß die Membran so ausgeführt werden, daß sie eine größere Reaktionskraft aufnehmen kann. Unter diesen Voraussetzungen sind dann Meßfehler unter 10^{-3} erreichbar.

Der beschriebene Schwingsaitengeber wird in der Ozeanographie zur Bestimmung der Meerestiefe und wurde in abgewandelter Form in der Atlas- und Saturn-Rakete

zur Messung von Temperatur, Dehnung und Beschleunigung verwendet.

e) Massenbestimmung mit schwingendem Band [103]

Zur Massenbestimmung in der Umgebung von 10^{-6} g bietet sich ein gespanntes Band an, dessen Eigenfrequenz durch eine Zusatzmasse m_z verkleinert wird. Der Einfluß der Zusatzmasse kann durch ein additives Glied zur Massenbelegung μ berücksichtigt werden. Man erhält damit

$$f = \frac{1}{2\,l}\sqrt{\frac{F}{\mu + m_z/l}} \,.$$

Schwingt das Band ohne Zusatzmasse mit der Frequenz f_o, so berechnet sich die gesuchte Masse m_z aus der Frequenz f über die Gleichung

$$m_z = \mu \cdot l \left[(f_o/f)^2 - 1\right] .$$

Dieses Verfahren eignet sich damit zur kontinuierlichen Überwachung von Staubkonzentrationen, wenn das Band mit konstanter Geschwindigkeit an einem Staubabscheider vorbeigezogen und durch eine Meßstrecke transportiert wird.

f) Schwingsaiten zur Torsionsmessung [104]

Zur Bestimmung der über eine Welle übertragenen Leistung kann der dem Torsionsmoment proportionale Verdrehungswinkel ausgewertet werden. Die Schwingfrequenzen von zwei Schwingsaiten nach Bild 109 gestatten die Berechnung des Verdrehungswinkels.

Am Wellenumfang sind zwei Schneidensätze in einem bestimmten Abstand auf zwei Trägerflanschen angebracht. An jedem Trägerflansch sind zwei Nasen befestigt, die die Schwingsaiten tragen. Bei Verdrehung der Welle

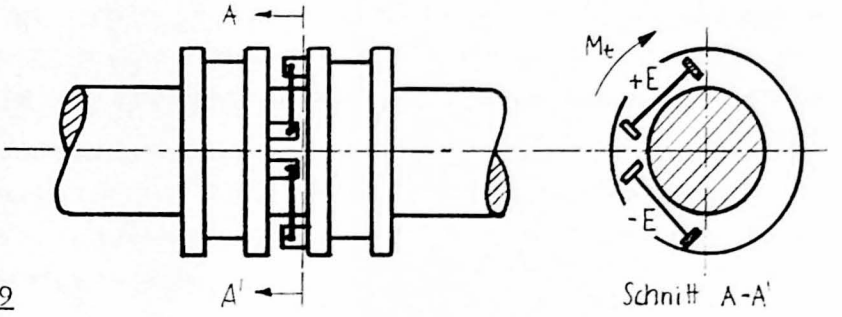


Bild 109

wird die eine Schwingsaite verlängert ($+\varepsilon$) und die andere verkürzt ($-\varepsilon$). Die Erregung der Schwingsaiten kann entweder über zwei induktive Geber- und Aufnehmersysteme erfolgen (Fa. Maihak, Hamburg) oder, wie bereits beschrieben, auf elektrodynamischem Wege durch Stromfluß in der Schwingsaite.

Der Zusammenhang zwischen übertragener Leistung bzw. Drehmoment und der Schwingfrequenz einer Schwingsaite ist wieder nichtlinear. Die dem Verdrehungswinkel bei konstanter Drehzahl proportionale Leistung P kann aus der Frequenz f bestimmt werden und beträgt

$$P = k \cdot n \left[(f/f_o)^2 - 1 \right].$$

Dabei bedeuten k eine Konstante, n die Drehzahl und f_o die Frequenz der Schwingsaite ohne zusätzliche Dehnung.

g) Winkelbestimmung mit Schwingbändern [105]

Zur Umsetzung kleinster Winkel in Frequenzsignale eignen sich zwei transversal schwingende Flachbänder, die beide um den gleichen Winkel vorverdreht sind. Der eigentliche Meßwinkel wird praktisch linear von der Differenz der beiden Schwingfrequenzen abhängig, wenn der gesamte Verdrehungswinkel des einen Bandes durch den Meßwinkel vergrößert und der des anderen Bandes durch den Meßwinkel verkleinert wird.

Jedes der in Bild 110 um den Winkel Θ_o vorgespannten Bänder kann als Band mit veränderlichem Trägheitsmoment, aber mit konstanter Axialspannung aufgefaßt werden.

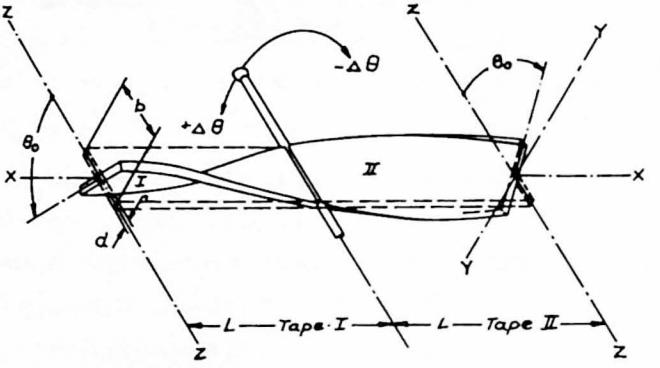


Bild 110

Die Schwingfrequenz f eines um den Winkel Θ verdrehten Bandes berechnet sich zu

$$f = f_o \left[1 + K \left(1 - \frac{\sin \Theta}{\Theta} + \frac{\Theta \cdot \sin \Theta}{4\pi^2 - \Theta^2} \right) \right]^{1/2} .$$

Die Konstante K ist dabei von der Axialspannung abhängig, f_o ist die Schwingfrequenz ohne Verdrehung. Die graphische Auswertung dieser Funktion liefert ein Ergebnis nach Bild 111.

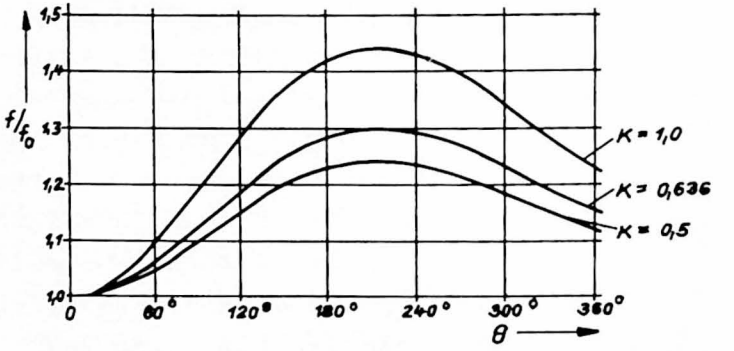


Bild 111

Es ist zu erkennen, daß in der Umgebung des Wendepunktes der Funktion bereits eine relativ gute Linearität erzielt werden kann. Eine weitere Verbesserung des Linearitätsfehlers ist durch das Differenzprinzip zu erreichen. Nach Reihenentwicklung läßt sich die Differenzfrequenz als Funktion des Meßwinkels $\Delta\vartheta$ berechnen ($\vartheta = \vartheta_o \pm \Delta\vartheta$)

$$f_1 - f_2 = 2 \frac{d f}{d \vartheta} \Delta\vartheta + \frac{1}{3} \frac{d^3 f}{d \vartheta^3} \Delta\vartheta^3 + \dots .$$

Bei einem praktisch ausgeführten Meßwertgeber werden die Schwingbänder elektrodynamisch erregt. Ein Verstärker liefert den Wechselstrom, der die im Dauermagnetfeld befindlichen Bänder zu Schwingungen anregt.

Durch die Bewegung der Bänder wird an deren Enden eine Spannung induziert, die auf den Eingang des Oszillatorverstärkers zurückgeführt wird. Auf diese Weise wird eine ungedämpfte Schwingung mit der Resonanzfrequenz der Bänder aufrecht erhalten.

Zur Untersuchung der Empfindlichkeit, Linearität und der Genauigkeit der Übertragungskennlinie wurden an einem Modell Messungen durchgeführt. Als Vorverdrehungswinkel wurde $\vartheta_o = 65^\circ$ gewählt. Der Meßumfang betrug $\pm$ 22,5°, also insgesamt 45°. Die Konstante K betrug 1,06. Die Differenzfrequenz berechnet sich dann zu

$$f_1 - f_2 = 24{,}4984 \; (1 - 0{,}000059 \; \Delta\vartheta^2) \; \Delta\vartheta \quad \text{Hz}.$$

Für die meisten Anwendungsfälle kann der nichtlineare Term vernachlässigt werden. Er muß in speziellen Anwendungsfällen, z.B. in der Raumfahrt, berücksichtigt werden, wenn nur Fehler von weniger als Bruchteilen einer Winkelsekunde zulässig sind.

4.6.2 Meßverfahren mit schwingenden Röhren

Die Abhängigkeit der Eigenfrequenz schwingender Röhren oder schwingender Zylinder von der Dichte der sie durchströmenden Flüssigkeiten oder Gase oder vom Druck des sie umgebenden Mediums kann zur Meßwertumsetzung nach dem Frequenzprinzip verwendet werden.

a) Dichtebestimmung mit schwingenden Röhren [59, 87, 106]

Die Firma Solartron hat einen on-line-Dichtemesser für Flüssigkeiten entwickelt, der die Abhängigkeit der Eigenfrequenz eines zu Biegeschwingungen angeregten Rohres ausnützt. Qualitativ kann der Zusammenhang zwischen Schwingfrequenz und Dichte über die Beziehung

$$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{c}{m}}$$

hergeleitet werden. Durch die Abmessungen und den Elastizitätsmodul ist die Rückstellkraft c eines Proberohres gegeben. Die Masse m hängt vom Volumen des Rohres und von der Dichte der Meßflüssigkeit ab. Bild 112 zeigt, wie in einer gemeinsamen Halterung die beiden Röhren aus einer Nickel-Eisen-Legierung getragen werden.

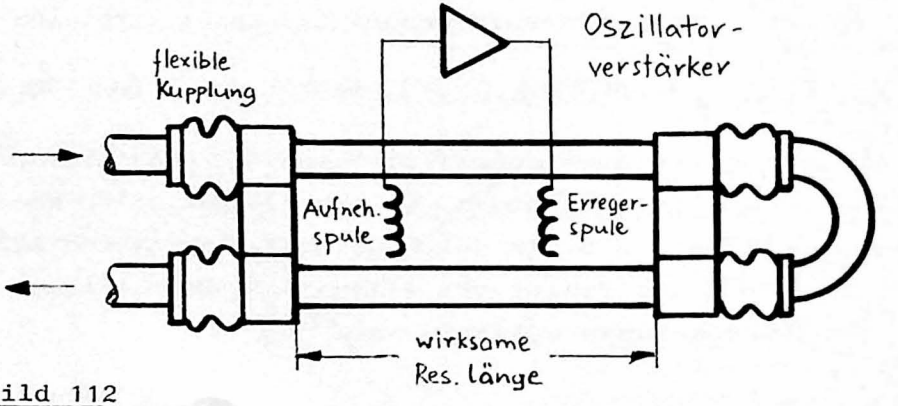


Bild 112

Zwischen den beiden Röhren befinden sich eine Erreger- und eine Aufnehmerspule, die so mit einem Verstärker rückgekoppelt sind, daß die Röhren auf ihrer Grundfrequenz zu Schwingungen angeregt werden. Die Eigenfrequenz der Röhren hängt nun von der Massenbelegung und damit von der Dichte der sie durchströmenden Meßflüssigkeit ab. Durch die Verwendung von zwei Röhren, die in entgegengesetzter Richtung schwingen, können keine Kräfte nach außen übertragen werden und der Meßfühler führt keine ungewünschten Bewegungen aus.

Die Röhrenanordnung besitzt eine hohe mechanische Güte von etwa 3000 und deshalb bei konstanten Umgebungsbedingungen eine hohe Frequenzstabilität von etwa 10^{-6}. Die gesuchte Dichte ρ berechnet sich zu

$$\rho = \rho_o \left[(T/T_o)^2 - 1 \right].$$

Dabei bedeuten ρ_o eine Konstante, T die Schwingungsdauer bei vorhandener Meßflüssigkeit und T_o die Schwingungsdauer im Vakuum. Ein typischer Wert für ρ_o liegt bei 2,28 g/cm^3. In der Mehrzahl der möglichen Anwendungsfälle wird in einem engen Bereich in der Umgebung eines bestimmten Arbeitspunktes gemessen. Bei einem Meßumfang von 50 mg/cm^3 beträgt dann der Linearitätsfehler nur weniger als $2 \cdot 10^{-3}$.

Die mittlere Temperatur der Meßflüssigkeit kann mit Hilfe zweier Platin-Widerstands-Thermometer bestimmt werden, die an den Enden der Röhren angebracht sind. Einer der wesentlichen Vorteile besteht in der Unempfindlichkeit gegenüber mechanischen Schwingungen, die entweder in der Anlage vorhanden sind oder hydraulisch über Pumpen übertragen werden oder durch Wirbelbildung in der Meßflüssigkeit entstehen. Schließlich ist in einfacher Weise die Umrüstung auf einen anderen Meßbereich möglich.

Gasdichtemessungen nach dem Frequenzprinzip sind mit Hilfe dünner Schwingzylinder möglich, die innen und außen vom Meßgas umgeben sind und bei erhöhter Dichte die Meßfrequenz erniedrigen. Nur für ideale Gase ist jedoch die Dichtebestimmung bei bekannter Temperatur und bekanntem Druck möglich. Die Schwingfrequenz ist ja prinzipiell durch die Massenbelegung gegeben.

b) Druckmessung mit Schwingzylinder [107]

Mit Hilfe eines schwingungsfähigen Zylinders ist die Bestimmung des Umgebungsdruckes möglich. Es werden zu diesem Zweck wieder zwei Spulen, eine Erreger- und eine Aufnehmerspule, so in einem Hohlzylinder angeordnet, daß sich nur ein bestimmter Schwingmode ausbilden kann. Der Meßdruck p berechnet sich aus der erhaltenen Resonanzfrequenz f zu

$$p = p_o \left[1 - (f/f_o)^2 (1 + \rho / \rho_1) \; (1 + \rho / \rho_2)\right] .$$

Dabei bedeutet f_o die Resonanzfrequenz im Vakuum, p_o, ρ_1 und ρ_2 sind Konstanten. Der Einfluß der Temperatur kann durch die Wahl eines geeigneten Werkstoffes sehr klein gehalten werden. Bei bestimmten Nickel-Eisen-Legierungen ist nämlich der Temperatureinfluß auf den Elastizitätsmodul sehr gering. Vom Prinzip her findet eine Bestimmung des Differenzdruckes zwischen Innenraum und Umgebung statt. Für die Messung eines absoluten Druckes muß also der Druck auf der einen Seite konstant gehalten werden.

4.6.3 Stabschwinger zur Kraft- und Druckmessung [108]

Zur Umsetzung von Kräften oder Drücken in Frequenzen können transversal schwingende Stäbe eingesetzt werden. Während bei der Schwingsaite die Rückstellkraft

vorwiegend von der Spannkraft herrührt, ist beim transversal schwingenden Stab die Biegesteifigkeit für das Rückstellvermögen maßgebend. Das Rückstellvermögen ändert sich bei axialer Last infolge zusätzlicher Biegemomente, die bei Druck die resultierende Biegesteifigkeit vermindern. Die Frequenz f eines mit der Kraft F belasteten Stabes berechnet sich aus

$$f = f_o \sqrt{1 - F/F_k}.$$

Dabei bedeuten f_o die Eigenfrequenz des unbelasteten Stabes und F_k die Eulersche Knickkraft.

4.6.4 Meßverfahren mit schwingenden Platten

a) Schwingende Rechteckplatte [109, 110]

Gute Linearität in einem relativ weiten Frequenzbereich besitzt ein Kraftmeßfühler mit Schwingplatte, die das Herz eines elektromechanischen Oszillators bildet. Über eine Rückkopplungsschaltung mit optoelektronischem Wegsensor, einem Verstärker und einer Erregerspule wird die Platte in Schwingungen versetzt. Zur Vermeidung von Nichtlinearitäten wird die Schwingungsamplitude der Platte geregelt. Die Plattenfeder ist nach Bild 113 so zwischen zwei Prismen eingespannt, daß deren Querschnitt durch den Meßweg oder die Meßkraft verformt wird.

Durch die Verformung des Querschnittes wird die Biegesteifigkeit E·I und damit auch die Grundfrequenz vergrößert. Die möglichen Schwingfrequenzen f_n eines transversal schwingenden prismatischen Stabes berechnen sich zu

$$f_n = \frac{k_n^2}{2\pi l^2} \sqrt{\frac{E\,I}{A\,\rho}}.$$

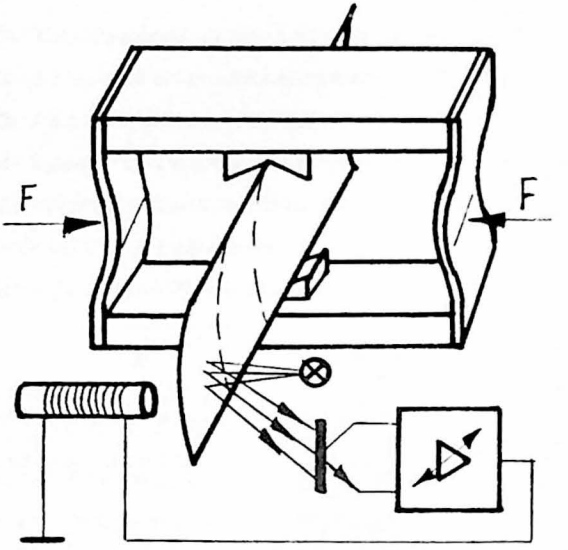


Bild 113

Dabei bedeuten l die Länge, A den Querschnitt, I das Trägheitsmoment, E den Elastizitätsmodul und ϱ die Dichte des Werkstoffes. Die Konstante k_n hängt von der Einspannung ab. Ist ein Ende eingespannt und das andere Ende frei, dann beträgt k_1 für die Grundschwingung $k_1=1{,}875$. Bei rechteckigem Querschnitt mit den Abmessungen b und $d \ll b$ ergibt sich für das Trägheitsmoment I_o

$$I_o = \frac{1}{12} A\, d^2 = \frac{1}{12} b\, d^3 .$$

Nach Verformung beträgt das Trägheitsmoment I

$$I = I_o + c\, A\, x^2 .$$

Dabei ist x die Auslenkung durch die Meßgröße; die Konstante c hängt von der Plattenverformung ab und beträgt etwa 1/12. Die Schwingfrequenzen f_n der verformten Plattenfeder betragen nun

$$f_n(x) = \frac{k_n^2}{2\pi l^2} \sqrt{\frac{E\, d^2}{12\, \varrho}} \sqrt{1 + \alpha \left(\frac{x}{d}\right)^2} \qquad \text{mit } \alpha = 12\ c \approx 1.$$

Die Übertragungskennlinie $f_n(x)$ wird linear, wenn die Auslenkung x wesentlich größer als die Plattendicke d ist. Obwohl die Verformung an der Einspannstelle am größten ist und nach dem freien Ende hin abnimmt, ist die erhaltene Gleichung trotzdem gültig. Es muß lediglich ein kleinerer Wert für die Konstante α angenommen werden. Ein ausgeführter Meßfühler besitzt die Kennlinie nach Bild 114.

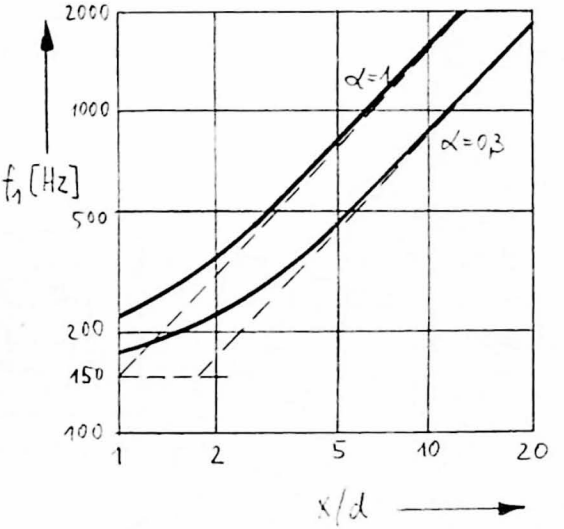


Bild 114

Die Plattenfeder hatte dabei die Abmessungen l = 20 mm, b = 10 mm, d = 0,08 mm. Die Kennliniengleichung für die Grundschwingung f_1 lautet

$$f_1 \approx 150 \text{ Hz} \sqrt{1 + \alpha \left(\frac{x}{d}\right)^2} .$$

Ein Versuchsmodell konnte bei Wegen zwischen 0,25 und 1,3 mm in der Frequenz zwischen 300 und 1300 Hz verändert werden. Die Empfindlichkeit betrug etwa 1000 Hz/mm. Daraus folgt ein Wert von $\alpha \approx 0{,}3$. Zwischen 600 und 1200 Hz hängt die Auslenkung x li-

near mit der Schwingfrequenz f_1 zusammen. Es wurde in diesem Bereich ein Linearitätsfehler von weniger als 10^{-3} erreicht.

b) Schwingende Membran [111]

Für die Druckmessung mit Membranen wird herkömmlicherweise die Auslenkung einer Membran durch den Meßdruck ausgewertet. Da diesem Verfahren jedoch unbefriedigende Auflösung anhaftet, wurde für Luftfahrtanwendungen die Frequenz von Membranschwingungen zur Druckmessung eingesetzt. Nach Bild 115 wird die Membran durch eine Erregerspule in Schwingungen versetzt.

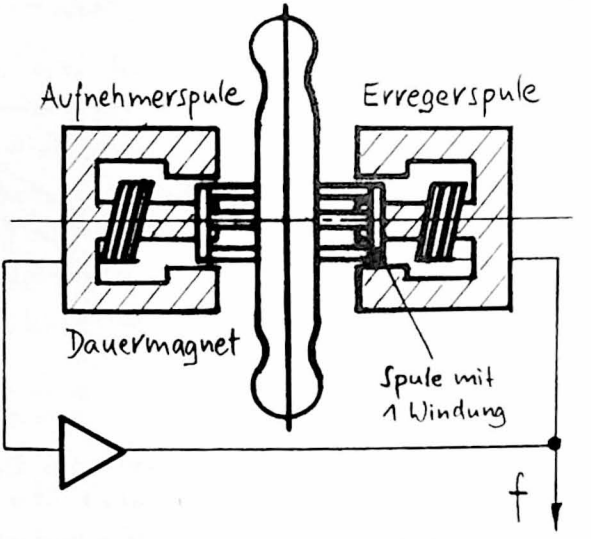


Bild 115

Die Schwingungen der Membran induzieren in einer Aufnehmerspule Spannungen, die nach Verstärkung wieder die Erregerspule betreiben. Auf diese Weise wird der Rückkopplungskreis geschlossen und eine Schwingung aufrecht erhalten, deren Frequenz ein Maß für den Meßdruck ist.

4.6.5 Temperaturmessung über akustische Resonanz [112]

In einem akustischen Resonator, der aus einem an beiden Enden geschlossenen, zylindrischen Rohr besteht,

können longitudinale Schallwellen erzeugt werden. Die Resonanzbedingung ist erfüllt, wenn die Rohrlänge l gleich einem ganzzahligen Vielfachen der halben Wellenlänge entspricht. Also gilt für Resonanz

$$l = n \frac{\lambda}{2} \qquad \text{mit } n = 1,2, \ldots .$$

Die Resonanzfrequenz f berechnet sich aus der Schallgeschwindigkeit v und der Wellenlänge λ zu

$$f = v/\lambda = n \cdot v/2 \cdot l .$$

In einem idealen Gas beträgt die Schallgeschwindigkeit v

$$v = \sqrt{\frac{\varkappa \cdot R}{M} \cdot T} .$$

Dabei bedeuten $\varkappa = c_p/c_v$ das Verhältnis der spezifischen Wärmen bei konstantem Druck und bei konstantem Volumen, R die universelle Gaskonstante, M das Molekulargewicht und T die absolute Temperatur. Für die Resonanzfrequenz f ergibt sich damit

$$f = \frac{n}{2\,l} \sqrt{\frac{\varkappa \cdot R}{M} T} .$$

Dieser Zusammenhang kann nun zur Bestimmung der Temperatur T ausgenützt werden. Die Schwingfrequenz f ist der Wurzel aus der absoluten Temperatur T proportional. Zur Temperaturmessung kann man sich nun der Anordnung nach Bild 116 bedienen. An den beiden Enden des akustischen Resonators befinden sich ein Schallsender und ein Schallempfänger.

Im Resonanzrohr entsteht eine stehende Welle mit Schwingungsknoten und Druckmaxima an den Stirnseiten. Bei einem ausgeführten Resonator beträgt das Spannungsverhältnis zwischen dem gleichartig ausgeführten Schall-

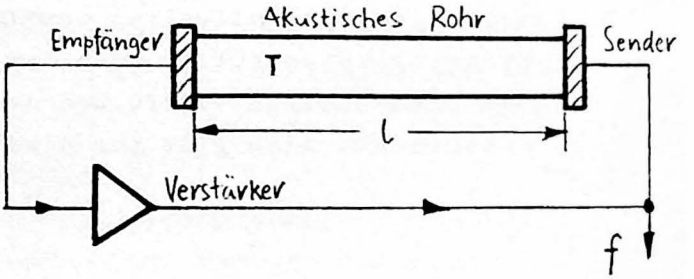


Bild 116

sender und Schallempfänger bei der Grundfrequenz etwa 0,2 und bei der ersten Harmonischen etwa 0,05. Die erreichte Güte liegt zwischen 20 und 60. Bild 117 zeigt den Amplitudengang eines akustischen Resonators.

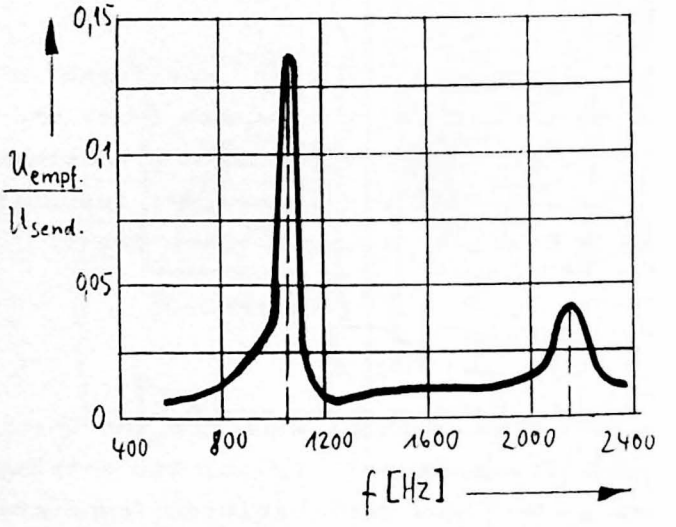


Bild 117

Für eine reproduzierbare Temperaturmessung ist es notwendig, alle störenden Einflußgrößen, z.B. Feuchtigkeit oder Zusammensetzung des Gases, auszuschalten. Dies geschieht durch hermetisches Abschließen des Resonators.

Ein ausgeführter Temperaturumsetzer ist für den Bereich von -50 °C bis +50 °C dimensioniert worden. In einem kleinen Temperaturbereich läßt sich der Li-

nearitätsfehler dann auch entsprechend niedrig halten. So beträgt z.B. der Linearitätsfehler bei einer Frequenzänderung von ± 12 % weniger als 0,7 %. Die Empfindlichkeit ergab sich bei einer Resonatorlänge von 165 mm in der Umgebung von 0 °C zu 1,8 Hz/grd. Nachteilig ist bei diesem Temperatur-Meßverfahren die relativ große Einstellzeit des Umsetzers.

4.6.6 Andere elektromechanische Oszillatoren

a) Gasdichtebestimmung mit Stimmgabel [113]

Bei der BASF wurde ein Stimmgabel-Gasdichtemesser entwickelt, dessen Resonanzfrequenz von der gesuchten Gasdichte abhängt. Nach Bild 118 wird in einem Druckrohr eine Stimmgabel zu ungedämpften Schwingungen angeregt, deren Frequenz mit steigender Dichte abnimmt.

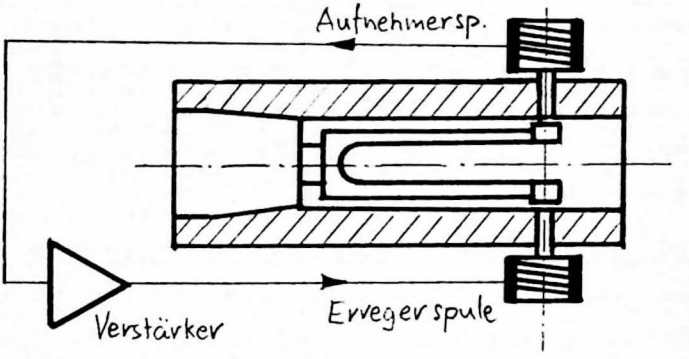


Bild 118

Die durch die Zinkenbewegung verursachte Änderung des magnetischen Flusses bewirkt in der Aufnehmerspule eine induzierte Spannung, die nach Verstärkung in der Erregerspule einen Stromfluß zur Folge hat. Durch die Kraftwirkung wird die andere Zinke der Stimmgabel in Bewegungen versetzt und der Kreis ist damit geschlossen. Bei diesem ausgeführten Gasdich-

temesser wurde eine elektronische Linearisierung der Übertragungskennlinie verwendet.

b) Flüssigkeitsdichtemessung mit Biegeschwinger [114]

Die Bestimmung der Dichte von Flüssigkeiten kann über die veränderliche Eigenfrequenz eines Biegeschwingers erfolgen, der mit einem konstanten Volumen des Meßgutes beaufschlagt ist. Die Resonanzfrequenz f des mit der Flüssigkeit belasteten Biegeschwingers beträgt

$$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{c}{m + \rho V}} .$$

Dabei bedeuten m die Leermasse des Schwingers, V das an der Schwingung teilnehmende Volumen und ρ die gesuchte Dichte des Meßgutes.

Ein ausgeführter Dichtemesser mit Frequenzausgang verwendet zwei Tauchkernsysteme zur Erregung und Abnahme der Schwingungen. Das Meßvolumen beträgt weniger als 1 cm^3. Die Resonanzfrequenz des leeren Schwingers liegt bei etwa 600 Hz und erniedrigt sich bei Wasser auf etwa 400 Hz und bei Quecksilber auf etwa 150 Hz.

c) Durchflußmessung durch selbsterregte Schwingungen [115]

Ein ungewöhnliches Verfahren zur Durchflußmessung mit Frequenzausgang verwendet keinen elektromechanischen Oszillator, sondern basiert auf dem Prinzip der Selbsterregung von Schwingungen. Eine geeignet gelenkte Strömung kann einen mechanischen Körper in Schwingungen versetzen, deren Frequenz f dem Massendurchfluß Q_m oder dem Volumendurchfluß Q_v proportional ist. Es gilt

$$f = k \frac{Q_m}{\sqrt{\rho}} = k\, Q_v \sqrt{\rho} .$$

Dabei bedeuten k eine Konstante und ρ die Dichte des Mediums. Das Prinzip und die Ausführungsform eines Durchflußmessers nach diesem Verfahren ist in Bild 119 angegeben.

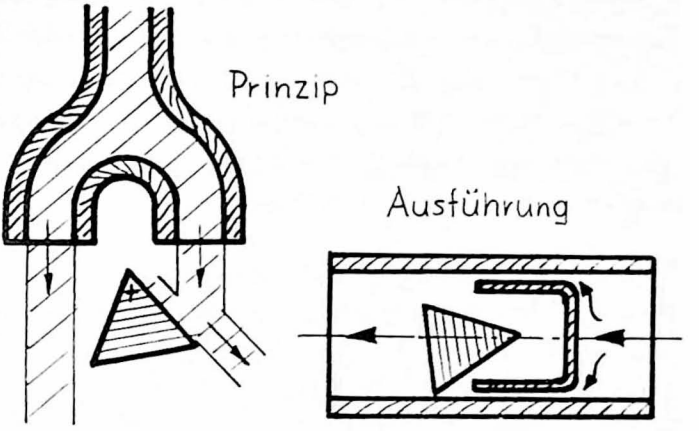


Bild 119

Die sonst vorhandene mechanische Feder wird hier durch eine fluide Feder ersetzt, deren Federwirkung durch die Strömungskräfte erzeugt wird. Der Schwingkörper ist dreieckförmig ausgebildet. Da die Federkonstante der über Impulskräfte erhaltenen fluiden Feder vom Quadrat des Durchflusses abhängt, wird die Eigenfrequenz linear vom Durchfluß gesteuert.

Die Abnahme des Frequenzsignals vom Schwingkörper kann induktiv über einen kleinen, am Schwingkörper angebrachten Permanentmagneten und eine außerhalb des Gehäuses liegende Spule erfolgen. Die erhaltene Impulsfolgefrequenz ist dann gleich der Schwingfrequenz des Schwingkörpers und ist dem Durchfluß proproportional.

4.7 Digitale Meßverfahren mit Quarzoszillatoren

Zur Erzeugung genau bekannter Referenzfrequenzen werden schon seit langer Zeit Quarzoszillatoren eingesetzt. Man ist hier bemüht, die erhaltene Resonanzfrequenz möglichst unabhängig von Einflußgrößen wie Temperatur, Druck oder Luftfeuchtigkeit zu erzeugen. Auf diesem Gebiet sind hervorragende technologische Fortschritte erzielt worden, so daß heute Genauigkeiten erzielt werden können (besser als 10^{-10}), die früher als unmöglich erschienen.

Eine ganz andere Anwendung finden Quarzoszillatoren für die digitale Messung nichtelektrischer Größen. Der Schwingquarz eines Oszillators muß in diesem Fall so aufgebaut werden, daß eine möglichst lineare Abhängigkeit zwischen der Resonanzfrequenz und einer nichtelektrischen Meßgröße besteht. Gleichzeitig soll die Resonanzfrequenz nur von der Meßgröße, nicht aber von anderen Einflußgrößen abhängen. Es ist also eine ausreichende Selektivität des Meßeffektes gefordert.

Bedeutende Fortschritte haben zur Realisierung dieser Forderungen beigetragen. So wurden Beiträge zur Erforschung der Schwingmoden piezoelektrischer Resonatoren geleistet, bessere Materialien zur Quarzherstellung gefunden, die bestehenden Hochvakuumtechniken enorm verbessert, besser geeignete Kontaktierungsmethoden entwickelt und schließlich wurden auch Fortschritte im Aufbau und der Konstruktion von Quarzkristallen erzielt.

Mit allen diesen Mitteln ist es nun gelungen, Meßfühler zur Bestimmung von Temperatur, Druck und abgeleiteten Größen zu konzipieren.

4.7.1 Quarzthermometer [116-121]

Seit mehreren Jahren baut die Firma Hewlett Packard ein Quarzthermometer zur Temperaturmessung im Bereich von - 80 °C bis + 250 °C. Der Meßfühler besteht aus einem geeignet geschnittenen Schwingquarz, dessen Resonanzfrequenz mit sehr guter Näherung linear von der Meßtemperatur abhängt. Allgemein berechnet sich die Resonanzfrequenz f_{mn} eines Quarzkristalls bei Dickenschwingung und einer unendlich ausgedehnten Platte zu

$$f_{mn} = \frac{n}{2\,d}\sqrt{\frac{E_m}{\rho}} \qquad n = 1, 3, 5, \ldots .$$

Dabei bedeutet d die Dicke der Platte, E_m ist der entsprechende Elastizitätsmodul, ρ die Dichte des Materials, n kennzeichnet die Oberwelle und m die Schwingungsrichtung.

Auf Grund der Temperaturabhängigkeiten der Dicke d, des Elastizitätsmoduls E_m und der Dichte ρ kann nach einiger Rechenarbeit das resultierende Temperaturverhalten der Resonanzfrequenz f bestimmt werden. Da sowohl die Dicke d als auch der Elastizitätsmodul E_m außer von der Temperatur noch von der Schnittrichtung des Quarzkristalles abhängen, kann durch geeignete Wahl der Schnittrichtung ein ganz bestimmtes Temperaturverhalten der Resonanzfrequenz erreicht werden. Die Temperaturabhängigkeit der Resonanzfrequenz f kann mit sehr guter Näherung durch ein Polynom dritter Ordnung beschrieben werden.

$$f/f_o = 1 + A\,T + B\,T^2 + C\,T^3 + \ldots .$$

Dabei bedeuten T die Temperatur, f die Frequenz, f_o eine Konstante und A, B und C die linearen, quadratischen und kubischen Temperaturkoeffizienten.

Für die Temperaturmessung mit Quarzen ist es nun wünschenswert, eine möglichst lineare Abhängigkeit zwischen der Resonanzfrequenz f und der Meßtemperatur T zu erzielen. Wie sich zeigen läßt, existiert tatsächlich eine Orientierungsrichtung, für die der quadratische und der kubische Temperaturkoeffizient B und C zu Null werden. Nach Bild 120 wird dieser glückliche Umstand im C-Schwingungsmode für Winkel $\theta = 13^{\circ}$ und $\phi = 8{,}44^{\circ}$ erreicht.

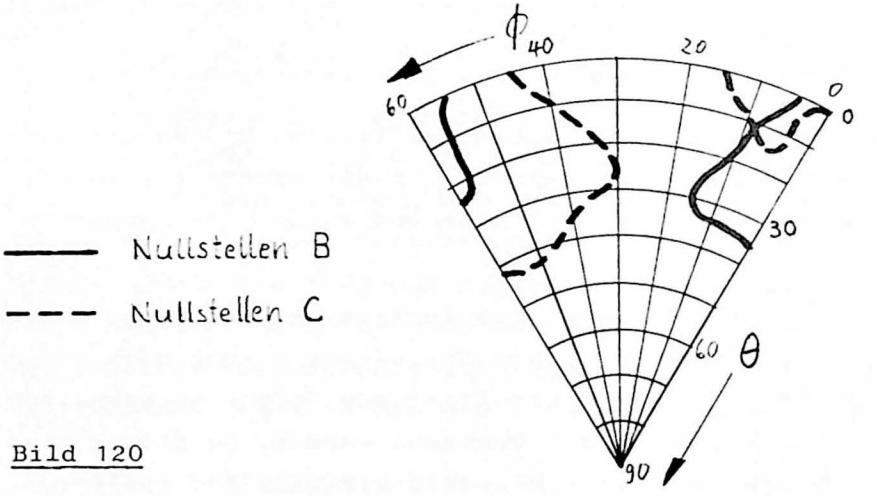


Bild 120

Umfangreiche praktische Versuche haben schließlich Winkelwerte von $\theta = 9{,}393^{\circ}$ und $\phi = 11{,}116^{\circ}$ ergeben. Dies ist auf die nicht hinreichend genau bekannten Temperaturkoeffizienten des Elastizitätsmoduls zurückzuführen.

Unter diesen Schnittwinkeln hergestellte Quarzkristalle besitzen einen linearen Temperaturkoeffizienten von $A = 35{,}4 \cdot 10^{-6}\ \mathrm{grd}^{-1}$. Damit nun ein bequemer Wert für die Empfindlichkeit, nämlich 1000 Hz/grd erreicht wird, muß die Dicke des Kristalls so geschliffen werden, daß bei der 3. Oberschwingung die Resonanzfrequenz etwa 28 MHz beträgt.

Der Quarzkristall wird in einem Gehäuse aus rostfreiem Stahl montiert und zur Verbesserung der thermischen Leitfähigkeit mit Helium-Atmosphäre umgeben. Bild 121 zeigt das Blockschaltbild des Quarzthermometers.

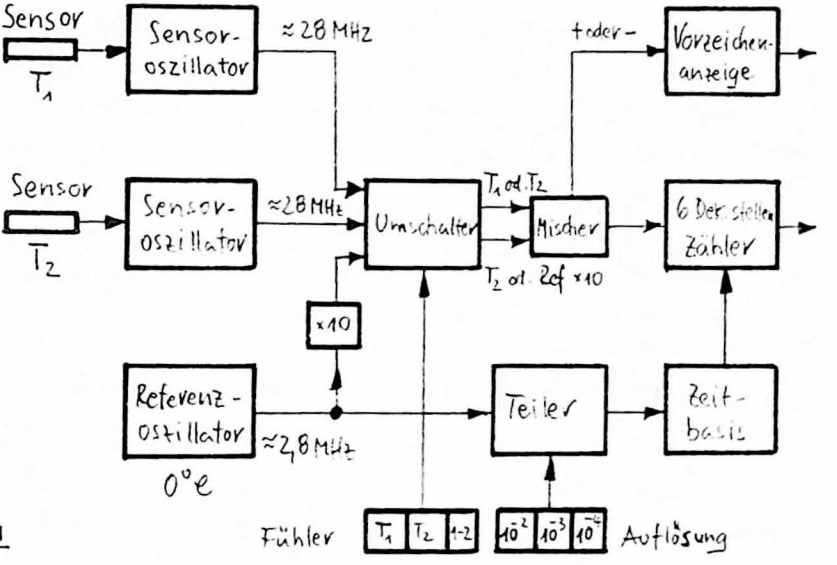


Bild 121

Die temperaturabhängige Frequenz des Sensor-Oszillators wird mit einer Referenzfrequenz von etwa 28 MHz verglichen. Bei 0 °C ist die Differenzfrequenz dann gleich Null. Einer Empfindlichkeit von 1000 Hz/grd entspricht bei einer Temperatur von z.B. 200 °C eine Differenzfrequenz von 200 kHz. Diese Differenzfrequenz wird in der Mischstufe gebildet und mit den Mitteln der digitalen Frequenzmessung ausgewertet. Zu diesem Zweck laufen geformte Impulse der Differenzfrequenz während einer konstanten Torzeit in den Ausgangszähler ein.

Die Torzeit wird ebenfalls von der Referenzfrequenz über Teilerstufen abgeleitet. Sie bestimmt die erreichbare Auflösung einer Messung. Bei einer Torzeit

(gleich Meßzeit) von 1 s beträgt die Auflösung 10^{-3} grd. Eine sinnvolle Auflösungsgrenze ist bei einer Meßzeit von 10 s erreicht. Dann liegt nämlich die vorhandene Kurzzeitstabilität von etwa 10^{-5} grd nicht mehr wesentlich unter der Auflösung von 10^{-4} grd.

Bei dem ausgeführten Quarzthermometer sind außerdem Maßnahmen zur Temperatur-Differenzmessung und zur Messung negativer °C-Temperaturen getroffen. Wegen des extrem niedrigen Linearitätsfehlers von etwa 10^{-2} grd im Bereich von 0 bis 100 °C und der hohen möglichen Auflösung ist dieses Quarzthermometer für kalorimetrische Messungen und zur Bestimmung der Seewassertemperatur vorzüglich geeignet.

4.7.2 Schwingquarz als Druckmeßfühler [116]

Zur Messung des hydrostatischen Druckes mit Quarzkristallen kann ein anderer Meßeffekt ausgenützt werden. Wird nämlich in radialer Richtung des Resonators eine Kraft aufgebracht, so hängt die erhaltene Resonanzfrequenz von der Dickenänderung und von der vergrößerten Dichte ab.

Viele Fehlversuche der Firma Hewlett Packard haben erkennen lassen, daß die Verbindung zwischen dem Quarz und dem Trägermaterial unerwünschte mechanische Probleme mit sich brachte. Eine hinreichende Reproduzierbarkeit des Meßeffektes war nicht gewährleistet. Die Lösung dieses Problems wurde dadurch erreicht, daß der gesamte Aufbau aus kristallinem Quarz ausgeführt wurde. Der ganze Aufnehmer wurde aus einem einzigen Quarzkristall gefertigt und schwingt mit 5 MHz auf der 5. Oberwelle. Es wurde eine zylindrische Anordnung gewählt, wie sie für die gegenwärtigen Präzisions-Frequenznormale verwendet wird. Sie zeich-

net sich durch höchste Kurz- und Langzeitstabilität aus.

Nach langwierigen Versuchen wurde eine Reproduzierbarkeit von 10^{-2} psi erzielt. Vernünftige Werte für die erreichbare Auflösung lagen bei 10^{-3} psi (1 at = 14,2 psi oder 1 psi = 0,07 at).

Bei der zuerst gewählten Schnittrichtung war zwar die Resonanzfrequenz beim Druck p = 0 von der Temperatur unabhängig, die Druckempfindlichkeit änderte sich jedoch um etwa 10^{-3} grd^{-1} und betrug etwa 2,5 Hz/psi. Um den Einfluß der Temperatur zu eliminieren, wären dann höchste Anforderungen an die Thermostatisierung gestellt worden.

Da beim Quarzkristall jedoch zwei Freiheitsgrade der Schnittrichtung vorhanden sind, lag wieder die Vermutung nahe, daß eine Schnittrichtung existiert, bei der die Temperatur keinen Einfluß auf den Nullpunkt und die Empfindlichkeit hervorrufen würde. Es ist auch tatsächlich gelungen, diese Bedingungen angenähert zu erfüllen. Die Temperaturabhängigkeit der Empfindlichkeit betrug dann nur noch $20 \cdot 10^{-6}$ grd^{-1} und entsprechend niedriger lagen nun die Anforderungen an die Thermostatisierung.

Es wurde schließlich eine Druckempfindlichkeit von 1,8 Hz/psi erzielt; also etwa 25 Hz/at. Bild 122 zeigt das Blockschaltbild des Quarz-Druckmessers.

Die Frequenzen des thermostatisierten Druckaufnehmers und der thermostatisierten Referenzfrequenz von etwa 5 MHz werden zur Erhöhung der Empfindlichkeit, bei gleicher Meßzeit, mit dem Faktor 56 multipliziert. Die erhaltenen Frequenzen von etwa 280 MHz gelangen auf eine Mischstufe, in der die Differenzfrequenz gebildet und über einen Tiefpaß alle störenden Frequen-

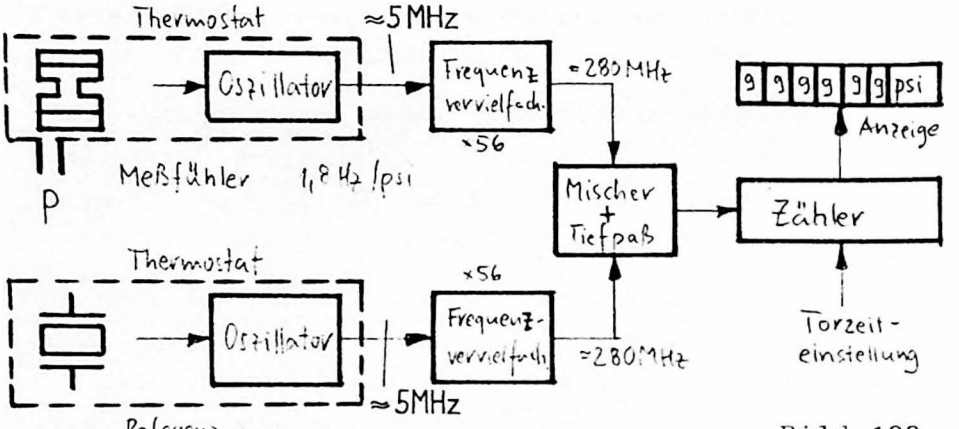


Bild 122

zen ausgefiltert werden. Die Druckempfindlichkeit nach Multiplikation beträgt 100 Hz/psi. Die Frequenzmessung findet in gewohnter Weise statt. Bei einer Torzeit von 1 s liegt die Auflösung bei 10^{-2} psi.

Die dynamischen Übertragungseigenschaften des Druckaufnehmers sind teilweise durch die thermischen Vorgänge bedingt, die durch die adiabatische Erwärmung der Meßflüssigkeit verursacht werden. Wenn z.B. der Druck sprungförmig von 0 auf 10^4 psi erhöht wird, so werden die äußeren Bereiche des Sensors schneller erwärmt als die inneren Regionen und die Temperaturkompensation ist dann nicht wirksam.

Eine der Hauptanwendungen des Quarz-Druckfühlers liegt jedoch in der Ozeanographie. Für die hohen, am Meeresgrund auftretenden Drücke liegen fast ideale Temperaturverhältnisse vor. Die Temperaturen am Meeresboden liegen nämlich fast überall auf der Welt bei 0 °C $\pm$ 2 grd und zeitabhängige Änderungen liegen bei wenigen 1/100 grd. Der Quarzdruckfühler ist vorzüglich für Gezeitenstudien geeignet; im besonderen auch zur Frühwarnung vor Springfluten.

4.7.3 Schwingquarz zur Mikrowägung [122, 123]

Mit Hilfe eines Schwingquarzes läßt sich die Dicke dünner Aufdampfschichten bestimmen, wenn die Schicht nicht nur auf den eigentlichen Träger, sondern gleichzeitig auf einen Wägequarz aufgedampft wird. Mit einer solchen Waage für dünne Schichten lassen sich dann aber auch Oberflächen-Reaktionen und Absorptionsvorgänge studieren.

Die Meßschaltung ist ähnlich wie beim Druckmeßfühler aufgebaut. Von zwei gleichen Quarzoszillatoren enthält einer den Wägequarz und der andere einen Vergleichsquarz. In einer Mischstufe wird die Differenzfrequenz der beiden auf etwa 10 MHz schwingenden Oszillatoren gebildet. Sie ist ein Maß für die zusätzliche Belastung des Wägequarzes. Ein digitales Ausgangssignal ergibt sich über einen digitalen Frequenzmesser.

Eine von der Firma Westinghouse hergestellte Quarz-Mikrowaage ist für Flächengewichte bis unter 10^{-8} g/cm^2 geeignet. Eine Goldschicht von nur 0,1 nm = 10^{-8} cm Stärke ändert die Frequenz des 10 MHz Quarzes um 20 Hz. Maximal darf die Goldschicht 500 nm dick oder 1,5 mg schwer werden. Für andere Schichten müssen die Dicken entsprechend ihrer Dichte umgerechnet werden. Die wirksame Quarzfläche beträgt etwa 1,25 cm^2. Der Meßfehler liegt mit 1 % vergleichsweise hoch. Durch die Anwendung des Differenzprinzips erübrigt sich eine Temperaturkompensation. Der Vergleichsquarz ist nämlich isoliert eingebaut und nur die Oberfläche des Meßquarzes liegt frei im Wägeraum.

4.7.4 Feuchtemessung mit Schwingquarz [123]

Beim Quarz-Hygrometer wird in ähnlicher Weise die Erniedrigung der Resonanzfrequenz durch das erhöhte Gewicht auf der Oberfläche ausgewertet. Dafür trägt der Wägequarz eine feuchtigkeitaufnehmende Schicht aus einem hygroskopischen Polymerisat. Der Wägequarz wird dem Meßgas ausgesetzt, dessen Feuchte bestimmt werden soll. Die Differenzfrequenz zwischen Wägequarz und Vergleichsquarz ist ein Maß für die gesuchte Feuchte und kann digital ausgewertet werden.

Ein ausgeführtes Hygrometer arbeitet mit Quarzfrequenzen von etwa 9 MHz. Die Wägeempfindlichkeit beträgt 375 Hz/µg. Damit lassen sich dann absolute Feuchtigkeiten messen, die einer Masse von 0,1 µg bis zu 30 mg entsprechen. Die Kennlinie ist nichtlinear. Bei kleiner Feuchtigkeit ist die Empfindlichkeit größer als bei großer Feuchtigkeit.

Der Zustand der hygroskopischen Schicht ist stark von der Vorgeschichte abhängig. Um diese Schwierigkeiten zu vermeiden, wird eine periodische Umschaltung zwischen Meßquarz und Vergleichsquarz vorgenommen. Dadurch kommen beide Quarze abwechselnd mit dem feuchten Meßgas und einem trockenen Vergleichsgas in Berührung. Während einer Umschaltperiode von 30 s verbleibt eine genügend große Einstellzeit für die Feuchtedetektoren.

4.8 Digitale Meßverfahren mit harmonischen Oszillatoren [124-130]

In diesem Kapitel werden vorwiegend harmonische Oszillatoren behandelt, die mit diskreten Bauelementen aufgebaut sind.

4.8.1 Passive Widerstandsgeber in elektrischen Oszillatoren

Eine vielversprechende Lösung des Problems der digitalen Meßverfahren für nichtelektrische Größen ist durch die Anwendung von ohmschen, induktiven und kapazitiven Meßfühlern in elektrischen Oszillatoren gegeben. Die nichtelektrische Größe beeinflußt dabei R, L oder C des passiven Meßfühlers. Der passive Meßfühler wiederum ist Teil des frequenzbestimmenden Netzwerks des elektrischen Oszillators, dessen Schwingfrequenz auf diese Weise durch die nichtelektrische Meßgröße gegeben ist. Mit den Mitteln der digitalen Frequenz- oder Periodendauermessung ergibt sich ein digitales Ausgangssignal.

Die für eine automatisierbare und wartungsfreie Messung besonders geeigneten passiven Meßfühler sind in Bild 123 zusammengestellt. Es wurde bewußt auf gewöhnliche Potentiometergeber und andere verschleißbehaftete Meßwertgeber verzichtet.

Unter den ohmschen Meßfühlern sind besonders Widerstandsthermometer und Dehnungsmeßstreifen bekannt geworden. Andere ohmsche Geber wie Wärmeleitfähigkeits-Meßzelle, Photowiderstand, Feldplattenpotentiometer und Ringrohrgeber haben im Einzelfall Bedeutung erlangt.

Bei den induktiven Meßfühlern treten besonders das Tauchkernsystem, die Meßdrossel und die magnetoelastische Kraftmeßdose in Erscheinung.

Die wichtigsten Vertreter der kapazitiven Meßfühler basieren auf dem Prinzip des Plattenkondensators, des Drehkondensators und des Zylinderkondensators. Große Bedeutung besitzt die kapazitive Druckmeßdose.

Alle diese passiven Meßfühler können in elektrischen

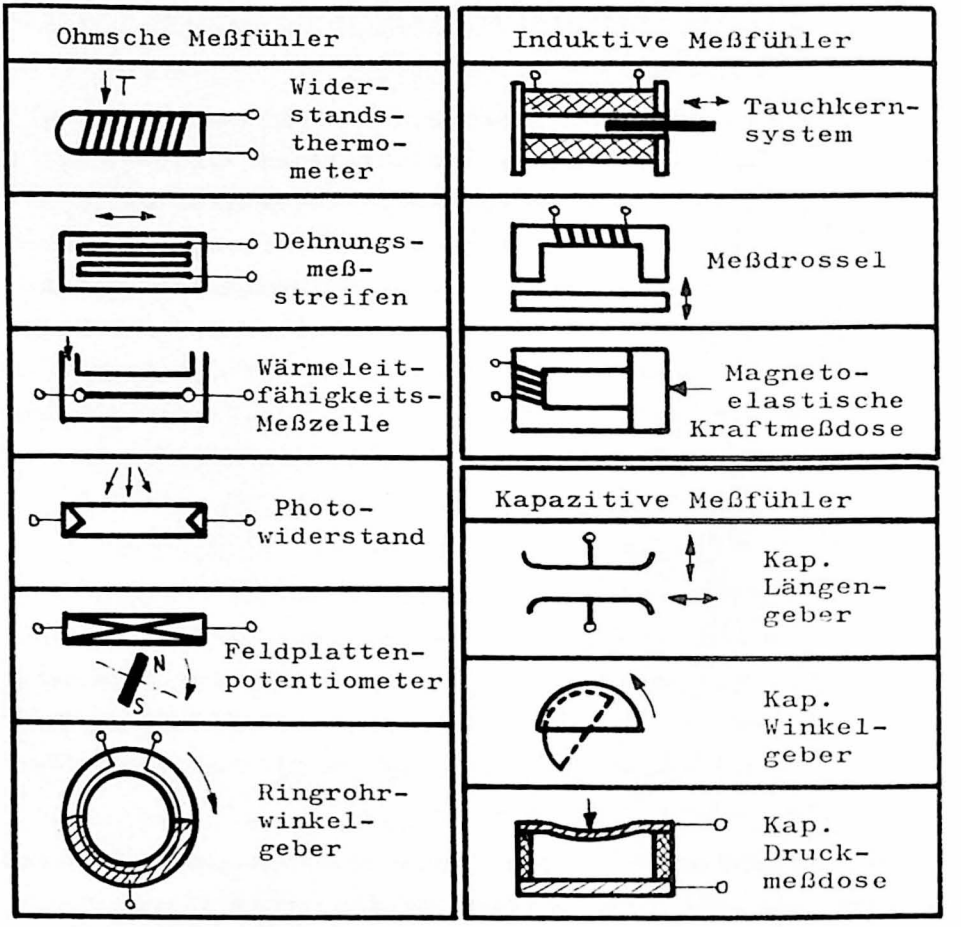


Bild 123

Oszillatorschaltungen als frequenzbestimmende Bauelemente auftreten und sind deshalb zur digitalen Messung nichtelektrischer Größen geeignet.

Zunächst wird der Einsatz dieser Meßfühler in harmonischen, später auch in Relaxationsoszillatoren beschrieben.

4.8.2 Schwingungsbedingung harmonischer Oszillatoren

Ein harmonischer Oszillator besteht in seiner einfachsten Form aus einem passiven, dämpfenden, frequenzab-

hängigen Netzwerk mit der komplexen Übertragungsfunktion $k(j\omega)$ und aus einem aktiven, meist frequenzunabhängigen Verstärker mit der Verstärkung v. Bild 124 zeigt, wie das frequenzabhängige Netzwerk an den Verstärkerausgang geschaltet ist und der Kreis durch die Rückkopplung des Netzwerkausgangs auf den Verstärkereingang geschlossen wird.

$E = \varepsilon + R$

$v = A/E$

$k = R/A$

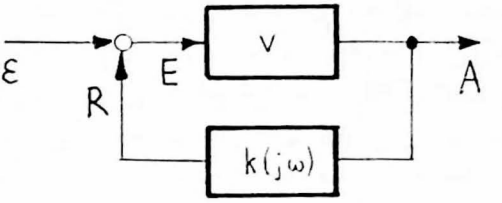


Bild 124

Bei positiver Rückkopplung (Mitkopplung) ist das System schwingungsfähig. Ungedämpfte harmonische Schwingungen ergeben sich dann, wenn durch geeignete Maßnahmen, z.B. durch eine Amplitudenregelung, das Auftreten von Nichtlinearitäten durch Übersteuerung vermieden wird. Die Übertragungsfunktion $\ddot{u}(j\omega) = A/\varepsilon$ des geschlossenen Kreises lautet

$$\ddot{u}(j\omega) = \frac{A}{\varepsilon} = \frac{v}{1 - k\,v} .$$

Die Schwingungsbedingung ist für Pole der Übertragungsfunktion ü des geschlossenen Kreises erfüllt und berechnet sich aus den Nullstellen des Nenners zu

$$1 - k\,v = 0.$$

Mit $k(j\omega) = k(\omega) \cdot e^{j\,\varphi_k(\omega)}$ ergeben sich die Amplituden- und die Phasenbedingung zu

$$v = k(\omega)^{-1} \quad \text{und} \quad \varphi_v = -\varphi_k(\omega).$$

Die Übertragungsfunktion des offenen Kreises $k(\omega) \cdot v$ muß also gleich 1 sein. In den meisten Fällen ist die Phasenverschiebung φ_v des Verstärkers frequenzunabhängig und beträgt 0 oder 180°. Die Schwingungsbedingung ist dann also für eine Phasenverschiebung von $\varphi_{1k}(\omega) = 0$ oder $\pm 180^\circ$ des frequenzabhängigen Rückkopplungsnetzwerkes erfüllt. Die Verstärkung v des Verstärkers muß dann über eine Amplitudenregelung so eingestellt werden, daß die Kreisverstärkung $k(\omega) \cdot v = 1$ wird. Das Anschwingen des Oszillators kommt dadurch zustande, daß die Kreisverstärkung $k(\omega) \cdot v > 1$ ist, solange noch nicht die gewünschte Schwingungsamplitude erreicht ist. Dazu muß $v > k(\omega)^{-1}$ sein und $\varepsilon > 0$ (z.B. durch thermische Erregung) und es ergeben sich anschwellende Schwingungen, bis die Amplitudenregelung einsetzt und mit $v = k(\omega)^{-1}$ quasistabile Schwingungen erreicht werden.

Am Beispiel des Wien-Robinson-Oszillators möge die Schwingungsbedingung und die Amplitudenregelung noch näher erläutert werden (Bild 125).

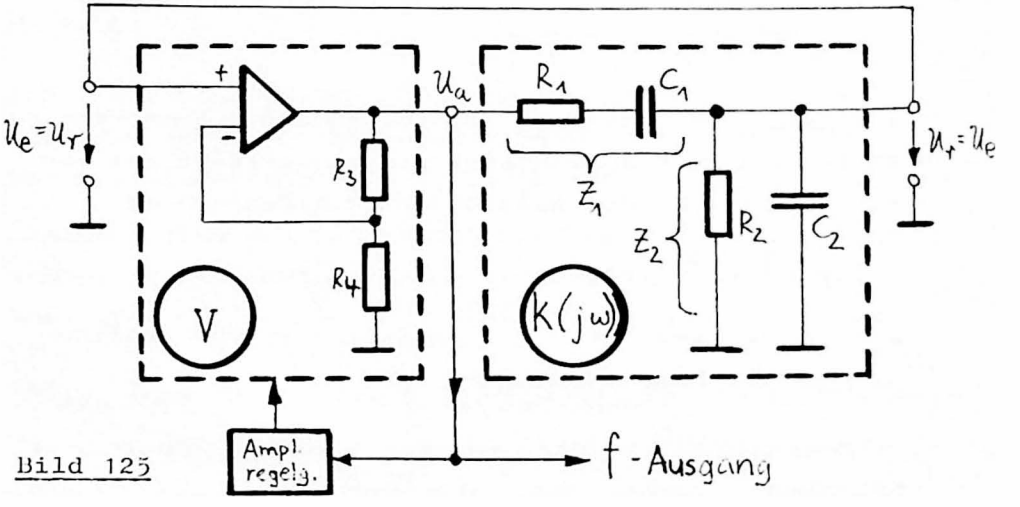


Bild 125

Die Übertragungsfunktion v des gegengekoppelten Verstärkers ist unter der Annahme eines idealen Operationsverstärkers reell und frequenzunabhängig und beträgt

$$v = \frac{U_a}{U_e} = \frac{R_3 + R_4}{R_4} = 1 + \frac{R_3}{R_4} \qquad \varphi_v = 0!.$$

Für die Übertragungsfunktion $k(j\omega)$ ergibt sich hingegen folgende Frequenzabhängigkeit:

$$k(j\omega) = \frac{U_r}{U_a} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{1 + Z_1/Z_2} = \frac{1}{1 + Z_1 Y_2} .$$

Dabei sind Z_1 und Z_2 die komplexen Widerstände und $Y_2 = 1/Z_2$ der komplexe Leitwert im Rückkopplungsnetzwerk. Z_1 und Y_2 berechnen sich zu

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} , \qquad Y_2 = \frac{1}{R_2} + j\omega C_2 .$$

Damit ergibt sich für die Übertragungsfunktion $k(j\omega)$

$$k(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + \frac{1}{j\omega R_2 C_1} + j\omega R_1 C_2} .$$

Auf Grund der Phasenbedingung $\varphi_v = \varphi_k = 0$ muß die Übertragungsfunktion $k(j\omega)$ bei der Schwingfrequenz ω_o reell werden, d.h. es muß gelten

$$\omega_o^2 R_1 R_2 C_1 C_2 = 1 \qquad \text{oder} \qquad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} .$$

Für den Spezialfall $R_1 = R_2$ und $C_1 = C_2$ berechnet sich die Übertragungsfunktion $k(\omega_o)$ bei der Resonanzfrequenz zu

$$k(\omega_o) = \frac{1}{1 + R_1/R_2 + C_2/C_1} = \frac{1}{3} .$$

Die Verstärkung v des Verstärkers muß also bei quasistabiler Schwingung v = 3 betragen. Das bedeutet, daß das Widerstandsverhältnis $R_3/R_4 = 2$ sein muß.

Die Amplitudenregelung zur Vermeidung von Nichtlinearitäten kann auf verschiedene Weise erfolgen. Eine sehr einfache Möglichkeit besteht in der Verwendung eines Heißleiters an Stelle des Widerstandes R_3 oder eines Kaltleiters an Stelle von Widerstand R_4. Bei zu großer Schwingungsamplitude wird durch Eigenerwärmung der Widerstand R_3 des Heißleiters erniedrigt oder der Widerstand R_4 des Kaltleiters erhöht. In beiden Fällen bewirkt dies eine Erniedrigung der Verstärkung und damit ein Absinken der Amplitude. Das dynamische Verhalten des Oszillators ist deshalb vorwiegend durch das Zeitverhalten des Heiß- oder Kaltleiters gegeben und es sind wegen der relativ hohen thermischen Zeitkonstanten keine geringen Einstellzeiten zu erwarten.

Anders bei der Amplitudenregelung mit Feldeffekt-Transistor. Wie in Bild 126 gezeigt, wird über eine Gleichrichterdiode und einen Kondensator der Spitzenwert der Oszillatorspannung gebildet und damit der Drain-Source-Widerstand R_4 des Feldeffekt-Transistors gesteuert.

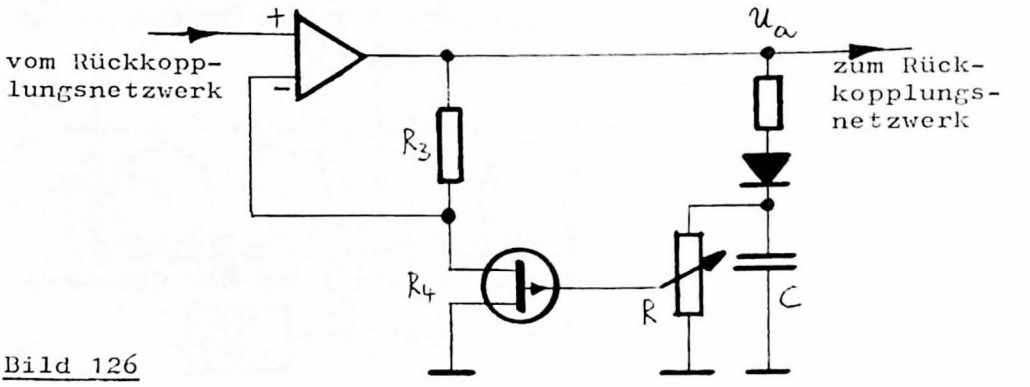


Bild 126

Bei zu großer Ausgangsspannung wird der Drain-Source-Widerstand $R_{DS} = R_4$ erhöht und dadurch die Verstärkung v heruntergeregelt. Die dominierende Zeitkonstante ist durch das Produkt R C von Teilerwiderstand und Ladekondensator gegeben. Auf diese Weise ist eine wesentlich schnellere Einstellung des harmonischen Oszillators möglich als mit Heiß- oder Kaltleitern.

4.8.3 RC-Phasenschieber-Netzwerke [131-133]

Für die Berechnung der Schwingfrequenz ω_o und eine Analyse der Eigenschaften harmonischer Oszillatoren mit ohmschen und kapazitiven Widerständen R und C ist die Übertragungsfunktion $k(j\omega)$ mehrerer interessierender Netzwerke gebildet und näher untersucht worden.

Teilweise erfolgte eine Normierung der Kreisfrequenz durch $\Omega = \omega/\omega_o$, so daß die Übertragungsfunktion auch in der Form $k(j\omega) = k(j\Omega)$ erscheint. Es wurde die Ortskurve $k(j\omega)$ ermittelt und aus der Bedingung $\mathrm{Im}\, k(j\omega) = 0$ für die gewöhnlichen Oszillatoren mit 0 oder 180^o Phasenverschiebung die Schwingfrequenz ω_o abgeleitet.

Für die Berechnung der Phasensteilheit wurde der Quotient $\tan\varphi = \mathrm{Im}\, k(j\omega)/\mathrm{Re}\, k(j\omega)$ gebildet. Die Phasensteilheit $(d\varphi/d\Omega)_{\Omega=1}$ bei der Schwingfrequenz ist dann ein Maß für die Stabilität des Oszillators. Große Phasensteilheit bewirkt bei im System vorhandenen Phasenfehlern nur geringfügige Frequenzänderung.

Die letzte ermittelte Größe, nämlich der Amplitudengang $k(\omega_o)$ bei der Schwingfrequenz ω_o, wird für die gewöhnlichen 0- oder 180^o-Oszillatoren reell und bestimmt die notwendige Verstärkung für eine stabile harmonische Schwingung.

a) Wien-Robinson-Netzwerk

Schaltung

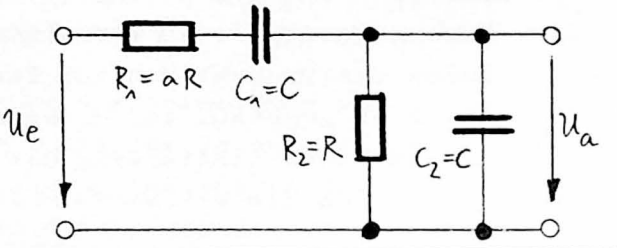


Bild 127

Übertragungsfunktion

$$k(j\omega) = \frac{1}{\left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + 1\right) + j\left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right)} = \frac{1}{(2+a) + j\sqrt{a}\left(\frac{1}{\Omega} - \Omega\right)}$$

Schwingfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{RC\sqrt{a}}$$

Phasenwinkel

$$\tan\varphi = \frac{\frac{1}{\omega R_2 C_1} - \omega R_1 C_2}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + 1} = \frac{\sqrt{a}}{2+a}\left(\frac{1}{\Omega} - \Omega\right)$$

Phasensteilheit

$$\left(\frac{d\varphi}{d\Omega}\right)_{\Omega=1} = \frac{-2\sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}}}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + 1} = \frac{-2\sqrt{a}}{2+a}$$

Übertragungsfaktor

$$k(\omega_0) = \frac{1}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + 1} = \frac{1}{2+a}$$

Ortskurve

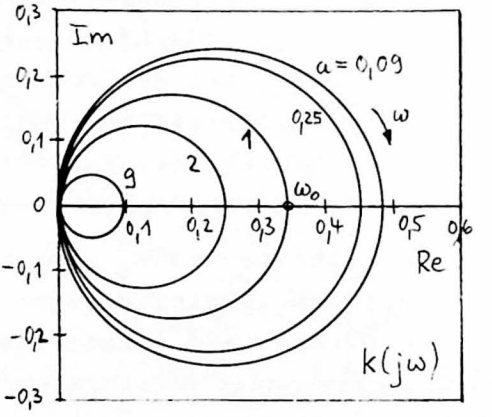


Bild 128

b) Netzwerk mit R in Serie zum Parallel-C

Schaltung

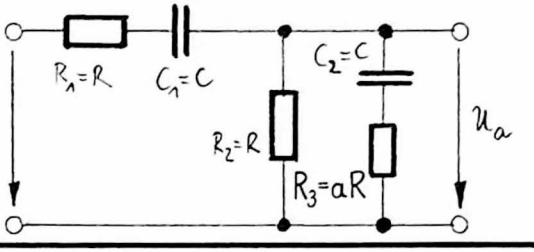


Bild 129

Übertragungsfunktion

$$k(j\Omega) = \frac{a\Omega^2 - j\Omega\sqrt{1-a-a^2}}{(1+2a)\Omega^2 - (1-a-a^2) - j\Omega(3+a)\sqrt{1-a-a^2}}$$

Schwingfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{1-a-a^2}}$$

Phasenwinkel

$$\tan\varphi = \frac{(1-\Omega^2)(1-a-a^2)^{3/2}}{\Omega^3(a+2a^2) + 3\Omega(1-a-a^2)}$$

Phasensteilheit

$$\left(\frac{d\varphi}{d\Omega}\right)_{\Omega=1} = \frac{2(1-a-a^2)}{a^2+2a-3}$$

Übertragungsfaktor

$$k(\omega_0) = \frac{1}{3+a}$$

Ortskurve

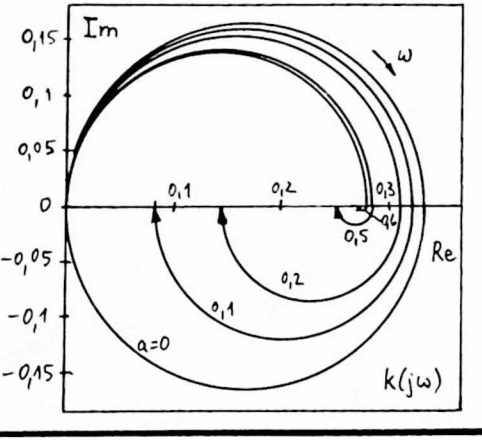


Bild 130

c) Netzwerk mit R parallel zum Serien-C

Schaltung

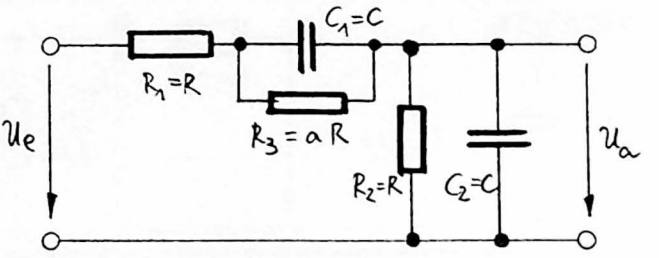


Bild 131

Übertragungsfunktion

$$k(j\Omega) = \frac{a + ja\Omega\sqrt{a^2-a-1}}{a^2+2a-\Omega^2(a^2-a-1)+j\Omega(3a+1)\sqrt{a^2-a-1}}$$

Schwingfrequenz

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{a^2-a-1}}{RC\cdot a}$$

Phasenwinkel

$$\tan\varphi = \frac{(\Omega-\Omega^3)(a^2-a-1)^{3/2}}{a[2+a+3\Omega^2(a^2-a-1)]}$$

Phasensteilheit

$$\left(\frac{d\varphi}{d\Omega}\right)_{\Omega=1} = \frac{2(a^2-a-1)^{3/2}}{2a^2+a-3a^3}$$

Übertragungsfaktor

$$k(\omega_0) = \frac{a}{3a+1}$$

Ortskurve

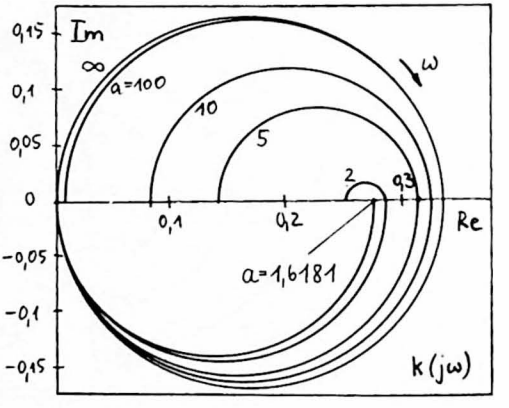


Bild 132

d) Netzwerk mit R in Serie zu Parallel-R und C

Schaltung

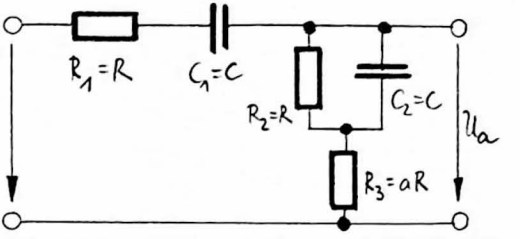


Bild 133

Übertragungsfunktion

$$k(j\Omega) = \frac{\Omega(1+a)\left[\sqrt{1-a^2}+ja\Omega\right]}{\Omega(3+a)\sqrt{1-a^2}+j\left[\Omega^2(1+a)^2-(1-a)\right]}$$

Schwingfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}\sqrt{\frac{1+a}{1-a}}$$

Phasenwinkel

$$\tan\varphi = \frac{(1-\Omega^2)(1-a^2)}{\Omega\sqrt{1+a}\left[3-2a^2-a^3+\Omega^2(a^3+2a^2+a)\right]}$$

Phasensteilheit

$$\left(\frac{d\varphi}{d\Omega}\right)_{\Omega=1} = \frac{2(a^2-1)}{(3+a)\sqrt{1+a}}$$

Übertragungsfaktor

$$k(\omega_0) = \frac{1+a}{3+a}$$

Ortskurve

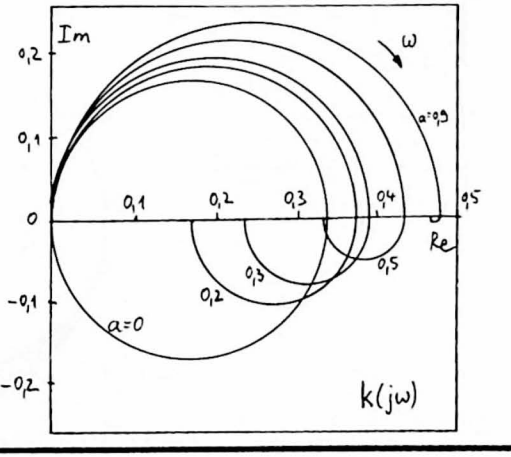


Bild 134

e) Netzwerk mit C in Serie zu Parallel-R und C

Schaltung

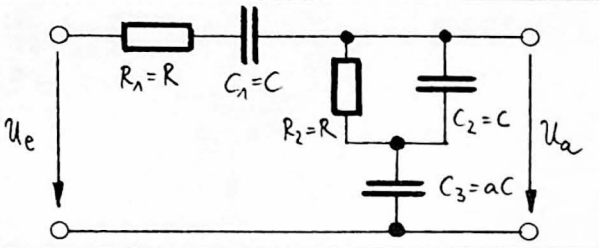


Bild 135

Übertragungsfunktion

$$k(j\Omega) = \frac{(a+1)\left[\Omega\sqrt{a^2-1} - j\right]}{\Omega(3a+1)\sqrt{a^2-1} + j\left[a\Omega^2(a-1) - (a+1)^2\right]}$$

Schwingfrequenz

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1 - C_1R_1/C_3R_2}{R_1R_2C_1C_2(1+C_2/C_3)}} = \frac{1}{RC}\sqrt{\frac{a+1}{a-1}}$$

Phasenwinkel

$$\tan\varphi = \frac{a\omega RC\left[(a-1) - \omega^2R^2C^2(a+1)\right]}{\omega^2R^2C^2(3a^2+3a+1) + (a+1)}$$

Phasensteilheit

$$\left(\frac{d\varphi}{d\Omega}\right)_{\Omega=1} = \frac{2a(1-a^2)}{3a^3+a^2-a+1}$$

Übertragungsfaktor

$$k(\omega_0) = \frac{a+1}{3a+1}$$

Ortskurve

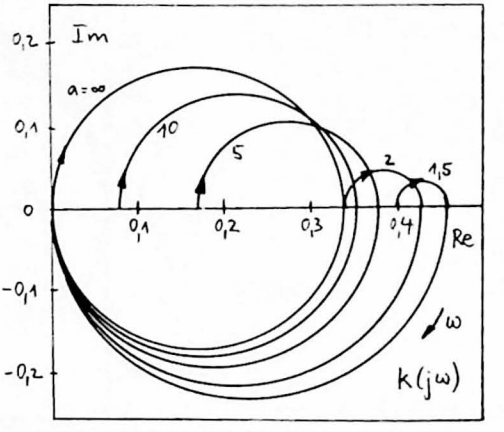


Bild 136

f) Netzwerk mit C parallel zum Serien-R

Schaltung

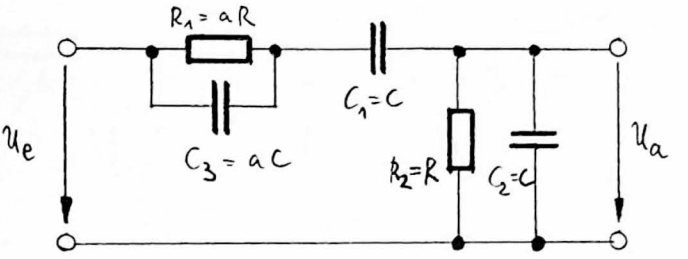


Bild 137

Für dieses Netzwerk ergibt sich die gleiche Übertragungsfunktion wie für b). Sämtliche Formeln von b) gelten also auch in diesem Fall, wenn $C_3 = a\,C$ die Veränderliche ist.

g) Netzwerk mit C in Serie zum Parallel-R

Schaltung

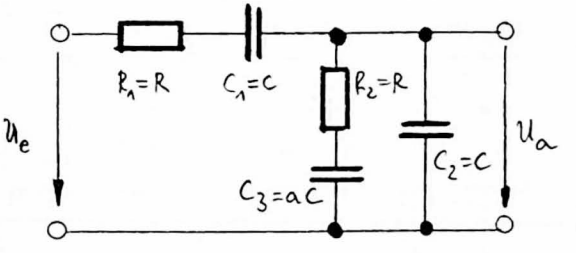


Bild 138

Für dieses Netzwerk ergibt sich die gleiche Übertragungsfunktion wie für c). Sämtliche Formeln für c) gelten also auch in diesem Fall, wenn $C_3 = a\,C$ die Veränderliche ist.

h) Modifiziertes Netzwerk nach Wien-Robinson

Schaltung

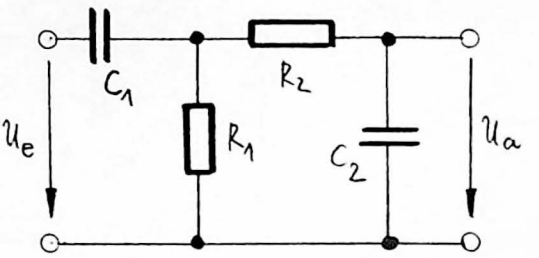


Bild 139

Übertragungsfunktion allgemein

$$k(j\omega) = \frac{1}{\left(1+\frac{C_2}{C_1}+\frac{R_2C_2}{R_1C_1}\right)+j\left(\omega R_2C_2-\frac{1}{\omega R_1C_1}\right)}$$

Übertragungsfunktion für $R_2 = a\,R$ mit $\Omega = \omega RC\sqrt{a}$

$$k(j\Omega) = \frac{1}{(2+a)+j\sqrt{a}\left(\Omega-\frac{1}{\Omega}\right)}$$

identisch mit a) für $R_1 = a\,R$ oder $C_2 = a\,C$

Übertragungsfunktion für $R_1 = a\,R$ mit $\Omega = \omega RC\sqrt{a}$

$$k(j\Omega) = \frac{1}{\left(2+\frac{1}{a}\right)+j\frac{1}{\sqrt{a}}\left(\Omega-\frac{1}{\Omega}\right)}$$

identisch mit a) für $R_2 = a\,R$ oder $C_1 = a\,C$

i) Netzwerk mit R zur T-Glied-Überbrückung

Schaltung

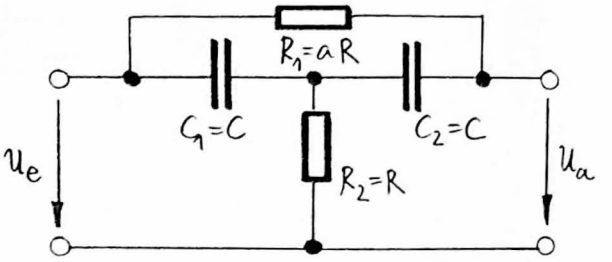


Bild 140

Übertragungsfunktion

$$k(j\Omega) = \frac{\sqrt{a}(1-\Omega^2) + j\,2\Omega}{\sqrt{a}(1-\Omega^2) + j\,\Omega(2+a)}$$

Schwingfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \qquad \frac{1}{RC\sqrt{a}}$$

Phasenwinkel

$$\tan\varphi = \frac{a\sqrt{a}\,\Omega(\Omega^2-1)}{a\Omega^4 + 4\Omega^2 + a}$$

Phasensteilheit

$$\left(\frac{d\varphi}{d\Omega}\right)_{\Omega=1} = \frac{a\sqrt{a}}{a+2}$$

Übertragungsfaktor

$$k(\omega_0) = \frac{2}{2+a}$$

Ortskurve

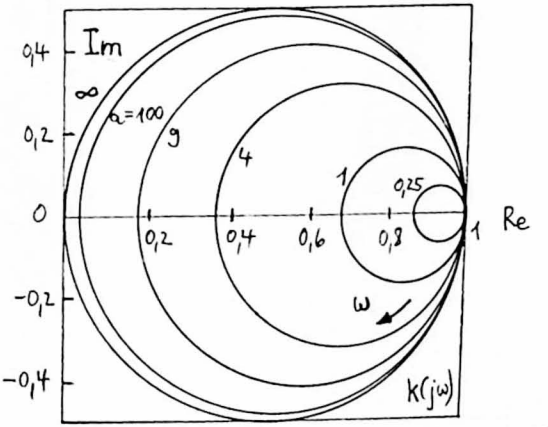


Bild 141

j) Netzwerk mit C zur T-Glied-Überbrückung

Schaltung

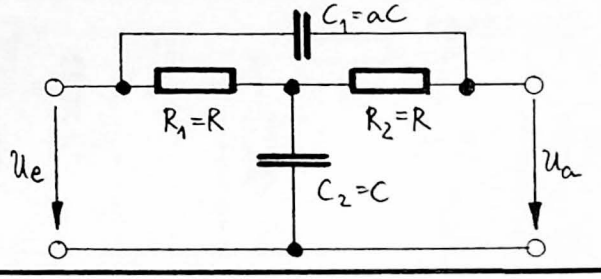


Bild 142

Übertragungsfunktion

$$k(j\Omega) = \frac{\sqrt{a}\,(1-\Omega^2) + j\,2a\Omega}{\sqrt{a}\,(1-\Omega^2) + j\,\Omega\,(1+2a)}$$

Schwingfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \qquad \frac{1}{RC\sqrt{a}}$$

Phasenwinkel

$$\tan\varphi = \frac{\Omega\,(\Omega^2-1)}{\sqrt{a}\,(\Omega^4+4a\,\Omega^2+1)}$$

Phasensteilheit

$$\left(\frac{d\varphi}{d\Omega}\right)_{\Omega=1} = \frac{1}{\sqrt{a}\,(1+2a)}$$

Übertragungsfaktor

$$k(\omega_0) = \frac{2a}{1+2a}$$

Ortskurve

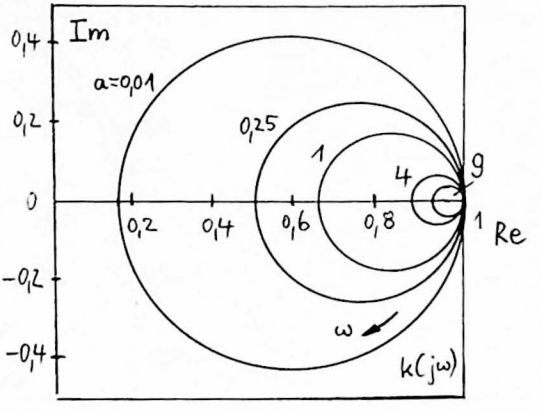


Bild 143

k) Netzwerk mit Doppel-T-Glied

Schaltung

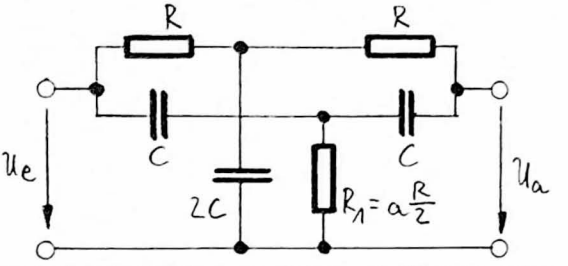


Bild 144

Übertragungsfunktion

$$k(j\omega) = \frac{(a\omega^3R^3C^3 - a\omega RC) + j(1 - a\omega^2R^2C^2)}{(a\omega^3R^3C^3 - a\omega RC - 4\omega RC) + j(1 - 2\omega^2R^2C^2 - 3a\omega^2R^2C^2)}$$

Schwingfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}\sqrt{\frac{(a^2-a) + \sqrt{(a-a^2)^2 + 8(a+a^2)}}{2(a+a^2)}}$$

Phasenwinkel

$$\tan\varphi = \frac{2a(\omega RC)^5(1+a) + 2a(\omega RC)^3(1-a) - 4\omega RC}{a^2(\omega RC)^6 + a(\omega RC)^4(a-2) + (\omega RC)^2(a^2-2) + 1}$$

Phasensteilheit

$\sqrt{\ }$ siehe ω_0 !

$$\left(\frac{d\varphi}{d\Omega}\right)_{\Omega=1} = \frac{8a(1+a)(\sqrt{\ })^6 + 6a(1-a)(\sqrt{\ })^3 - 4\sqrt{\ }}{a^2(\sqrt{\ })^6 + a(a-2)(\sqrt{\ })^4 + (a^2-2)(\sqrt{\ })^2 + 1}$$

Übertragungsfaktor

$\sqrt{\ }$ siehe ω_0 !

$$k(\omega_0) = \frac{[1-a(\sqrt{\ })^2][1-(\sqrt{\ })^2(3a+2)] + a(\sqrt{\ })^2[1-(\sqrt{\ })^2][a+4-a(\sqrt{\ })^2]}{[1-(\sqrt{\ })^2(3a+2)]^2 + (\sqrt{\ })^2[a+4-a(\sqrt{\ })^2]}$$

Ortskurve

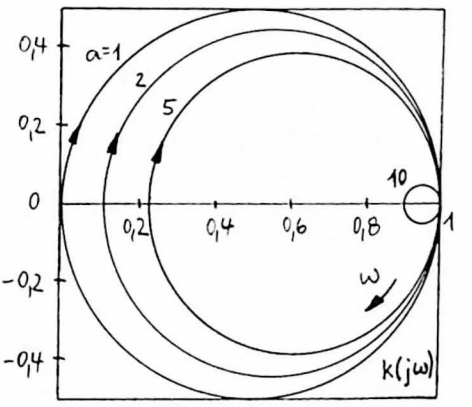


Bild 145

1) Netzwerk mit 3 RC-Gliedern

Schaltung

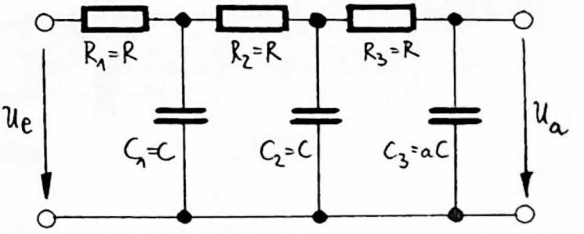


Bild 146

Übertragungsfunktion

$$k(j\Omega) = \frac{a}{[a-\Omega^2(12a^2+15a+3)] + j\Omega(1-\Omega^2)\sqrt{a(3a+3)^3}}$$

Schwingfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}\sqrt{3+\frac{3}{a}}$$

Phasenwinkel

$$\tan\varphi = \frac{\Omega(\Omega^2-1)\sqrt{27a(a+1)^3}}{a-3\Omega^2(a+1)(4a+1)}$$

Phasensteilheit

$$\left(\frac{d\varphi}{d\Omega}\right)_{\Omega=1} = \frac{-2\sqrt{27a(a+1)^3}}{12a^2+14a+3}$$

Übertragungsfaktor

$$k(\omega_0) = \frac{-1}{12a+14+3/a}$$

Ortskurve

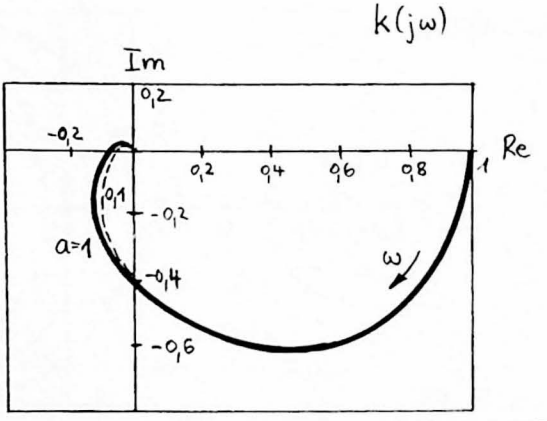


Bild 147

m) Netzwerk mit 3 CR-Gliedern

Schaltung

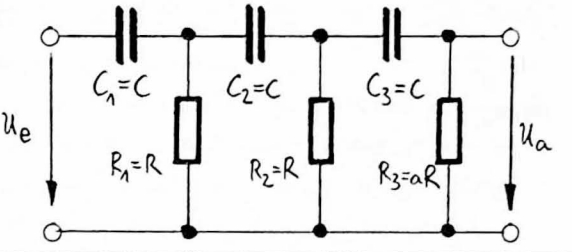


Bild 148

Übertragungsfunktion

$$k(j\Omega) = \frac{a\Omega^3}{a\Omega^3 - \Omega(3a^2+15a+12) + j(1-\Omega^2)\sqrt{(3a+3)^3}}$$

Schwingfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{RC\sqrt{3a+3}}$$

Phasenwinkel

$$\tan\varphi = \frac{(\Omega^2-1)\sqrt{(3a+3)^3}}{a\Omega^3 - \Omega(3a^2+15a+12)}$$

Phasensteilheit

$$\left(\frac{d\varphi}{d\Omega}\right)_{\Omega=1} = \frac{-2\sqrt{27(a+1)^3}}{3a^2+14a+12}$$

Übertragungsfaktor

$$k(\omega_0) = \frac{-1}{3a+14+12/a}$$

Ortskurve

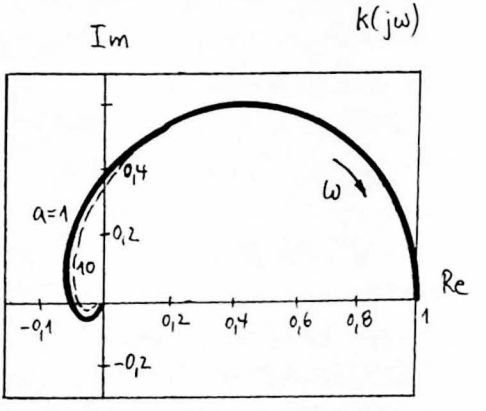


Bild 149

4.8.4 Anwendungsbeispiele für RC-Generatoren

a) Linearisierungsmaßnahmen

Die Analyse der Phasenschieber-Netzwerke für harmonische Oszillatoren hat ergeben, daß a priori kein linearer Zusammenhang zwischen der Schwingfrequenz oder der Periodendauer und dem Widerstand oder der Kapazität eines passiven Bauelementes des Netzwerkes besteht. Für viele Anwendungsfälle ist jedoch eine lineare Übertragungskennlinie erwünscht. Es werden deshalb verschiedene Linearisierungsmaßnahmen angegeben.

In einem bestimmten Funktionsbereich kann auch eine nichtlineare Kennlinie näherungsweise als linear betrachtet werden. Es sind dann nur kleine Aussteuerungen zugelassen, wie z.B. bei Dehnungsmessungen mit Dehnungsmeßstreifen.

Eine andere Maßnahme verwendet das Differenzprinzip. Die Differenz der Frequenzen zweier gegensinnig ausgesteuerter Oszillatoren ist der aussteuernden Meßgröße besser proportional als die jeweiligen Frequenzen selbst. Dieses Gegentaktprinzip führt praktisch immer zu einer starken Verbesserung der Linearität.

Ist der Zusammenhang zwischen einer nichtelektrischen Meßgröße und einem Wirk- oder Blindelement nichtlinear, so kann bei geeignetem Verlauf eine Kompensation der nichtlinearen Frequenzkennlinie des Oszillators stattfinden.

Schließlich ist mit RC-Oszillatoren ein linearer Zusammenhang zwischen der Periodendauer der harmonischen Schwingung und der Größe von R oder C erreichbar, wenn mindestens zwei Bauelemente gleichzeitig von der Meßgröße ausgesteuert oder die weiteren Bauelemente entsprechend nachgeführt werden.

Noch erwähnt werden soll die Möglichkeit, dem passiven Aufnehmer eine geeignete Form bei der Herstellung zu geben, um so eine lineare Übertragungskennlinie zu erzielen.

Auf andere Maßnahmen, wie elektronische Linearisierung, Linearisieren durch regelungstechnisches Nachführen einer Hilfsgröße oder a priori-Linearität durch geeignet aufgebaute Oszillatoren, soll in diesem Zusammenhang noch nicht näher eingegangen werden.

Es werden im folgenden Abschnitt einige ausgeführte Beispiele für Meßfühler und Meßverfahren mit harmonischen Oszillatoren angegeben, die eine lineare Übertragungskennlinie besitzen.

b) Frequenzumsetzung mit Dehnungsmeßstreifen [134-136]

Kürzlich wurde ein neuartiges, vom Philips Forschungslaboratorium entwickeltes Wägesystem (PR 1530) als elektromechanische Handelswaage von der PTB zur Eichung zugelassen. Es erfüllt die OIML-Prüfungsbedingungen und arbeitet mit Dehnungsmeßstreifen, deren Widerstandsänderung in eine proportionale Frequenz umgesetzt wird.

Bei diesem Verfahren wird eine streng lineare Leitwert-Frequenz-Umformung erzielt. Die Steuerung der Schwingfrequenz eines Wien-Robinson-Oszillators erfolgt durch den Widerstand R_2. Die Amplitudenregelung beeinflußt nicht die Verstärkung des Verstärkers, sondern greift in das frequenzabhängige Netzwerk ein.

Nach Bild 150 enthält der Oszillator einen Verstärker mit der konstanten Verstärkung $v = 3$. Harmonische Schwingungen werden durch Nachführen des Widerstandes R_1 erzwungen, indem über die Schwingungsamplitude ein konstantes Verhältnis R_1/R_2 eingestellt wird.

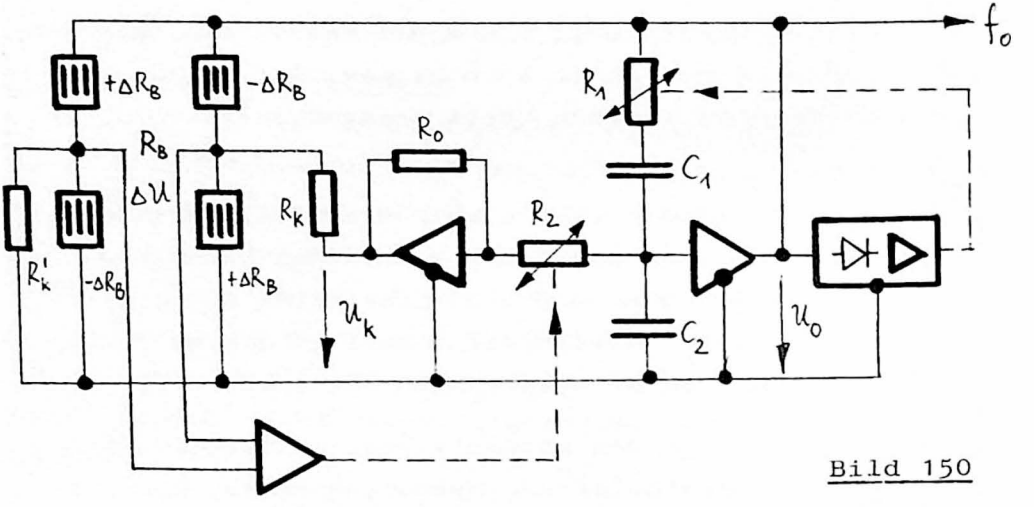


Bild 150

Der Übertragungsfaktor $k(\omega_o)$ des frequenzabhängigen Netzwerkes wird bei der Schwingfrequenz ω_o reell und beträgt

$$k(\omega_o) = \frac{1}{1 + R_1/R_2 + C_2/C_1} .$$

Bei konstanter Verstärkung $v = 3$ bewirkt die Amplitudenregelung eine Einstellung von R_1 gemäß

$$v = \frac{1}{k(\omega_o)} = 1 + R_1/R_2 + C_2/C_1 = 3 .$$

Daraus folgt ein konstantes Verhältnis von R_1/R_2

$$R_1/R_2 = 2 - C_2/C_1 .$$

Für $C_1 = C_2$ wird $R_1/R_2 = 1$. Die Kreisfrequenz ω_o der Schwingung beträgt unverändert

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{(R_1/R_2)\, C_1 C_2}} \quad \frac{1}{R_2} .$$

Bei konstantem Verhältnis R_1/R_2 wird die Schwingfrequenz ω_o dem Leitwert $1/R_2$ des durch die Meßgröße beeinflußten Widerstandes R_2 proportional und beträgt

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{(2 - C_2/C_1)\, C_1 C_2}} \cdot \frac{1}{R_2} .$$

Die Widerstandsänderung der Dehnungsmeßstreifen wird in eine proportionale und stark vergrößerte Änderung des Leitwertes $1/R_2$ umgewandelt. Dazu wird die Diagonalspannung der Brücke über einen Nullverstärker zur Einstellung des ebenfalls steuerbaren Widerstandes R_2 verwendet, dessen Leitwert die Verstärkung R_o/R_2 eines weiteren Verstärkers bestimmt. Die Ausgangsspannung U_k dieses Verstärkers kompensiert über den Widerstand R_k die Brückendiagonalspannung ΔU zu Null. Auf diese Weise wird der Leitwert $1/R_2$ und damit auch die Schwingfrequenz ω_o des harmonischen Oszillators der Widerstandsänderung $\Delta R_B/R_B$ der Dehnungsmeßstreifen proportional. Die notwendige Reziprokwertbildung und Verstärkung der Änderung geschieht also letztlich über die Steuerung des verstärkungsbestimmenden Widerstandes R_2.

Bei einem Versuchsmodell wurde die Ausgangsfrequenz so gelegt, daß sich für Widerstandsänderungen von 0 bis 10^{-3} eine Frequenzänderung von 200 bis 1200 Hz ergab. Die erreichten Werte für die Genauigkeit und den Temperatureinfluß sind hervorragend. Der Linearitätsfehler liegt unter $5 \cdot 10^{-5}$ und der Temperatureinfluß im Bereich von $-10\ ^{\circ}C$ bis $+60\ ^{\circ}C$ unter $2 \cdot 10^{-4}$.

Ohne die beschriebene Linearisierung ist es möglich, den natürlichen Wurzelzusammenhang zwischen Schwingfrequenz und Leitwert eines Widerstandes dazu einzusetzen, um durch Radizierung des Ausgangssignals ei-

nes Differenzdruckfühlers ein linear abhängiges Meßsignal für die Durchflußmessung nach dem Wirkdruckverfahren zu gewinnen.

c) Thermistor-Thermometer mit Frequenzausgang [137]

Eine teilweise Linearisierung ist durch Anpassung der Kennlinie eines Thermistors an die Wurzelabhängigkeit der Schwingfrequenz eines Wien-Robinson-Oszillators möglich. In der Oszillatorschaltung nach Bild 151 ist die Schwingfrequenz f außer vom Thermistorwiderstand R_T und den Korrekturwiderständen R_s und R_p auch vom Widerstand R_1 und den Kapazitäten C_1 und C_2 abhängig.

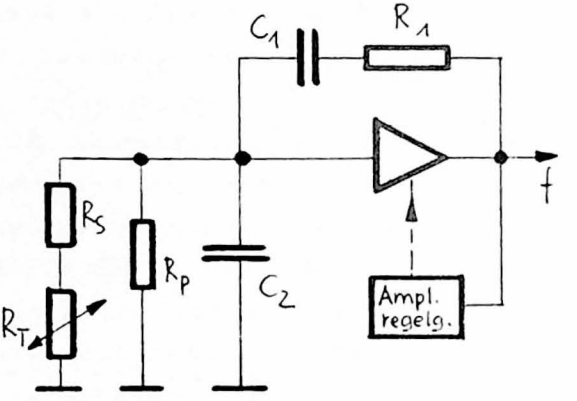


Bild 151

Allgemein berechnet sich die Schwingfrequenz f zu

$$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{R_p + R_s + R_T}{R_1 R_p (R_s + R_T) C_1 C_2}} .$$

Unter der Annahme einer exponentiellen Abhängigkeit des Thermistorwiderstandes R_T von der Temperatur T ergibt sich

$$R_T = R_o \exp\left[\alpha (T - T_o)\right] = R_o \exp(\alpha t)$$

$$\text{mit } t = T - T_o .$$

Dabei bedeuten R_o den Widerstand bei $T = T_o$ und α eine Konstante. Wie sich nämlich zeigen läßt, beschreibt dieser Ansatz die Temperaturabhängigkeit

eines Thermistors mindestens ebensogut wie der Ansatz $R_T = A \exp(B/T)$, da B in der Praxis nicht konstant ist, sondern von der Temperatur T abhängt. Die Schwingfrequenz f läßt sich nun in folgende Form bringen:

$$f = f_o \sqrt{\frac{(p+1)[q+\exp(\alpha t)]}{(q+1)[p+\exp(\alpha t)]}} .$$

Die Konstante f_o ist die Schwingfrequenz für $T = T_o$ und beträgt

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_p + R_s + R_o}{R_1 R_p (R_s + R_o) C_1 C_2}} .$$

Die Konstanten betragen $p = R_s/R_o$ und $q = (R_s+R_p)/R_o$. Zur Erzielung einer linearen Übertragungskennlinie müssen nun p und q und damit auch R_s und R_p so gewählt werden, daß sich für f ein Ausdruck von der Form $f = f_o(1 + \beta t)$ ergibt. Dazu müssen in der Umgebung von $t = 0$ die erste und die zweite Ableitung übereinstimmen:

$$\frac{1}{f_o}\left(\frac{df}{dt}\right)_{t=0} = \beta \qquad \text{und} \qquad \left(\frac{d^2 f}{dt^2}\right)_{t=0} = 0 .$$

Durch zweimaliges Differenzieren erhält man schließlich als Lösung

$$p = \frac{2-k}{2+k}, \qquad q = \frac{2+3k}{2-3k} \qquad \text{mit } k = -\frac{2\beta}{\alpha} .$$

Mit diesen Werten ergibt sich für die Schwingfrequenz

$$f = f_o \sqrt{\frac{2 + 3k + (2-3k)\exp(\alpha t)}{2 - k + (2+k)\exp(\alpha t)}} .$$

Die Korrekturwiderstände R_s und R_p betragen

$$R_s = \frac{2 - k}{2 + k} R_o, \qquad R_p = \frac{16\ k}{(2 + k)(2 - 3k)} R_o.$$

Die Übertragungskennlinie besitzt an der Stelle $T = T_o$ einen Wendepunkt und kann deshalb in der Umgebung als linear angesehen werden.

Ein ausgeführter Umsetzer wurde für eine Empfindlichkeit von 1 %/grd und eine Frequenz von f_o = 500 Hz bei $T = T_o$ = 25 °C ausgelegt (Bild 152).

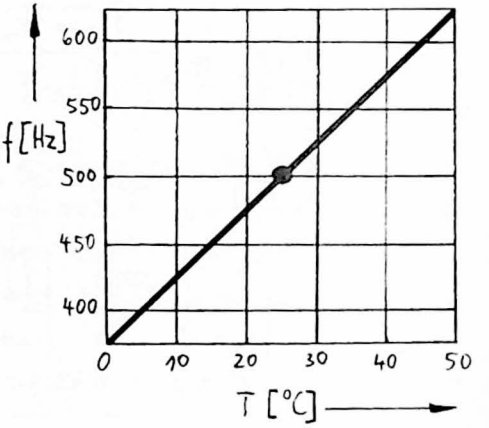


Bild 152

Die Übertragungskennlinie besitzt im Bereich von 10 bis 40 °C einen Linearitätsfehler von weniger als 0,1 grd. Die Empfindlichkeit liegt natürlich unter der theoretisch gegebenen Grenze von $\beta \leqq -\alpha/3$, die mit einem Thermistor mit einem Temperaturkoeffizienten von α = - 3,6 %/grd erreicht werden kann.

d) Digitaler Halbleiter-Druckmeßfühler [81, 138]

Unter Verwendung einer hochentwickelten Halbleiter-Technologie ist bei der Firma Honeywell ein Druckmeßfühler mit Frequenzausgang entwickelt worden, bei dem die in einer Einkristall-Siliziummembran erzeug-

ten mechanischen Spannungen über zwei piezoresistive Fühlerelemente erfaßt werden. Diese Piezowiderstände sind auf die Oberfläche des Einkristalls aufdiffundiert und bestimmen die Frequenz zweier Phasenschieber-Oszillatoren. Die erhaltene Differenzfrequenz ist dann ein Maß für den zu messenden Druck und kaum mehr temperaturabhängig.

In der Übergangszone weisen diese Piezowiderstände einen verteilten Kapazitätsbelag auf, der zwar vom Druck unabhängig ist, aber als frequenzbestimmende Größe des Phasenschieber-Netzwerkes auftritt. Bild 153 zeigt, wie diese verteilten RC-Elemente am Rande einer mit dem Meßdruck beaufschlagten Membran aufgebracht sind.

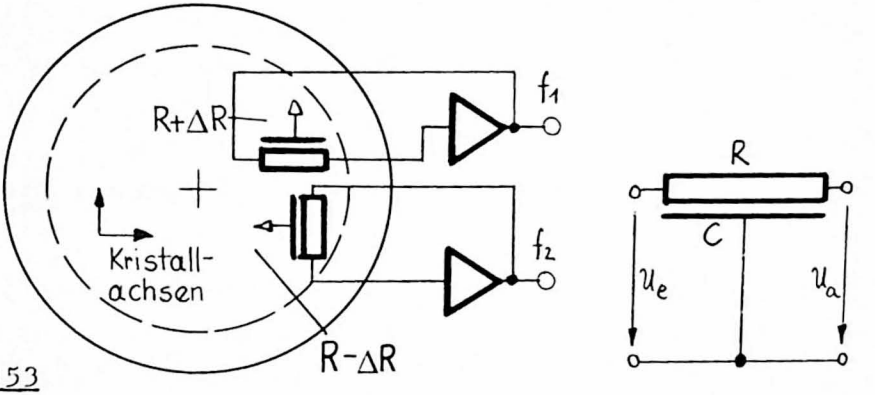


Bild 153

Die Randlage wurde gewählt, weil dort die Radialspannung maximal wird, wenn auch die Tangentialspannung zum Rande hin verschwindet. Der anisotropische Widerstandseffekt wirkt sich so aus, daß die relative Widerstandsänderung $\Delta R/R$ der Differenz von Radial- und Tangentialspannung betragsmäßig proportional ist. Damit erfährt das eine Sensorelement mit guter Näherung eine druckproportionale positive und das andere Element eine negative Widerstandsänderung.

Für die Bestimmung der Oszillatorfrequenz wird die Übertragungsfunktion $k(j\omega) = U_a/U_e$ des verteilten Netzwerkes gebildet und analysiert.

Der Frequenzgang $k(j\omega)$ des verteilten Netzwerkes beträgt

$$k(j\omega) = \frac{1}{\cosh\sqrt{j\omega RC}} = \frac{1}{\cosh\left[(1+j)\sqrt{\omega RC/2}\right]} .$$

Nach Umformung erhält man

$$k(j\omega) = \frac{1}{\cosh\sqrt{\frac{\omega RC}{2}}\ \cos\sqrt{\frac{\omega RC}{2}} + j\sinh\sqrt{\frac{\omega RC}{2}}\ \sin\sqrt{\frac{\omega RC}{2}}} .$$

Der Übertragungsfaktor $k(\omega_o)$ wird bei der Schwingfrequenz ω_o reell.

$$\sin\sqrt{\frac{\omega_o RC}{2}} = 0; \quad \sqrt{\frac{\omega_o RC}{2}} = n \cdot \pi .$$

Für $n = 1$ berechnet sich die Schwingfrequenz f_o zu

$$f_o = \frac{\pi}{R \cdot C} = \frac{3,14}{R \cdot C} .$$

Der Verstärker im Oszillatorkreis muß daher eine Spannungsverstärkung v besitzen, die gleich dem reziproken Übertragungsfaktor $1/k(\omega_o)$ bei der Schwingfrequenz ω_o ist.

$$v = \frac{1}{k(\omega_o)} = \cosh\sqrt{\frac{\omega_o RC}{2}}\ \cos\sqrt{\frac{\omega_o RC}{2}} .$$

Mit $\omega_o RC = 2\pi^2 = 19,74$ beträgt der cos gleich -1 und die Verstärkung v wird

$$v = -\cosh\pi = -\frac{e^{\pi} + e^{-\pi}}{2} = -11,59.$$

Wie man an Hand des Bode-Diagramms in Bild 154 erkennen kann, besitzt dieses verteilte Netzwerk gegenüber vergleichbaren Netzwerken mit konzentrierten Parametern eine relativ hohe Phasensteilheit bei der Schwingfrequenz. Man kann deshalb eine gute Frequenzstabilität erwarten.

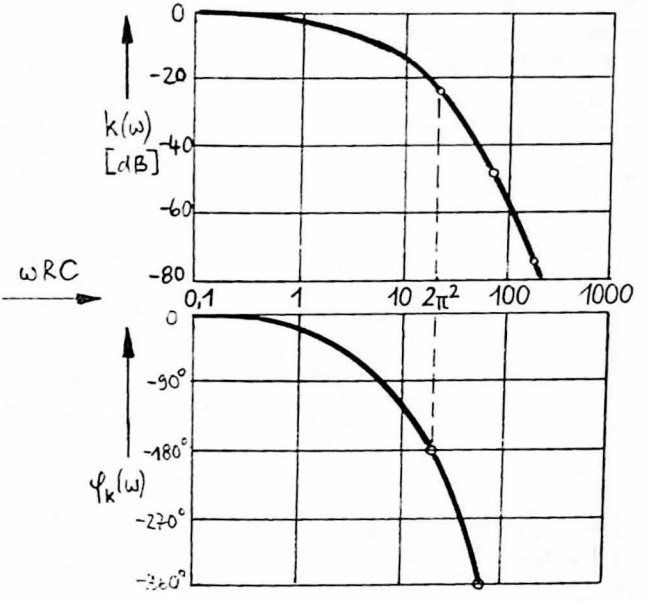


Bild 154

Sowohl der Gesamtwiderstand R als auch die Gesamtkapazität C sind temperaturabhängig. Da diese Änderungen jedoch gleichsinnig auf die Sensorelemente wirken, wird dieser Einfluß bei der Differenzfrequenzbildung wegen der Gleichtaktunterdrückung angenähert aufgehoben. Die verteilte Kapazität ist, ähnlich wie bei Kapazitätsdioden, von der Vorspannung abhängig, die deshalb mit Hilfe von Präzisionswiderständen auf einen konstanten Wert eingestellt werden muß.

Es verbleiben schließlich nur noch die gegensinnigen Widerstandsänderungen der Piezowiderstände, die die resultierende Empfindlichkeit verdoppeln. Für höchste Ansprüche, wie sie in der Luft- und Raumfahrt gestellt

werden, übernimmt ein Rechner die Korrektur des verbleibenden Temperatureinflusses und der Nichtlinearität des Druckmeßfühlers. Es werden auf diese Weise Fehler unter 10^{-4} erreicht.

4.8.5 Anwendungsbeispiele für LC-Oszillatoren [139,140]

a) Schwingbedingung bei vorhandenen Verlusten

Unter Berücksichtigung von Spulenverlusten hat das frequenzabhängige Netzwerk eines LC-Oszillators folgendes Aussehen (Bild 155):

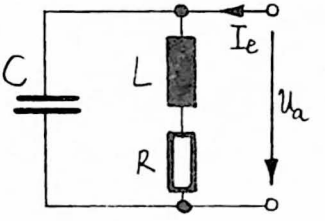


Bild 155

Die Übertragungsfunktion $k(j\omega)$ dieses Parallelschwingkreises ist gleich dem komplexen Widerstand Z und beträgt

$$k(j\omega) = \frac{U_a}{I_e} = Z = \frac{1}{Y} = \frac{1}{j\omega C + \dfrac{1}{R + j\omega L}}$$

$$= \frac{1}{\dfrac{R}{R^2 + (\omega L)^2} + j\omega\left(C - \dfrac{L}{R^2 + (\omega L)^2}\right)} .$$

Die Schwingbedingung errechnet sich aus $\mathrm{Im}\, k(j\omega) = 0$. Die Kreisfrequenz ω_o beträgt damit

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L\,C}} \sqrt{1 - R^2 \frac{C}{L}} .$$

Für kleine Verluste $R \ll \omega_o L$ kann die Güte $Q=(1/R)\sqrt{L/C}$ eingeführt werden und die Resonanzfrequenz ω_o ergibt sich dann zu

$$\omega_o \approx \frac{1}{\sqrt{L\,C}} \sqrt{1 - 1/Q^2} \approx \frac{1}{\sqrt{L\,C}} \cdot \left(1 - \frac{1}{2\,Q^2}\right).$$

Auf Grund der Spulenverluste, die durch die Güte Q beschrieben werden, beträgt die Erniedrigung der Resonanzfrequenz

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_o} = -\frac{1}{2\,Q^2}.$$

Die Ortskurve nach Bild 156 schneidet die reelle Achse für $Z = R + (1/R)(L/C) \approx R \cdot Q^2 \approx R_p$. Dabei bedeutet R_p den Parallelersatzwiderstand, der die Spulenverluste beinhaltet.

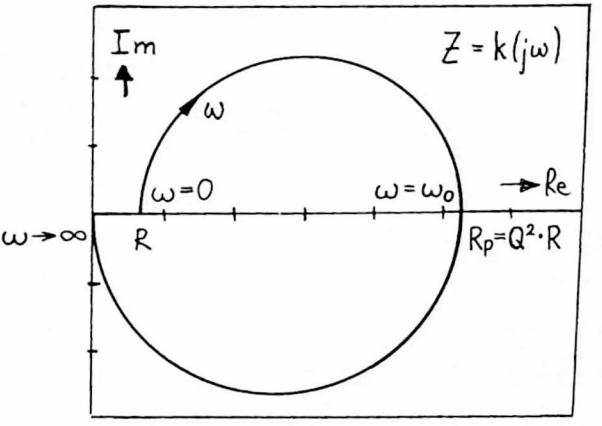


Bild 156

Da LC-Oszillatoren häufig mit nur einem Transistor als verstärkendem Bauelement aufgebaut werden, muß der Phasenumkehrung der Verstärkerstufe eine weitere 180°-Phasendrehung der Schwingkreisspannung folgen.

Dies geschieht bei der Meißner-Schaltung über einen entsprechend gepolten Übertrager, bei der Hartley-Schaltung durch induktive Spannungsteilung und bei der Colpitts-Schaltung durch kapazitive Spannungsteilung. Mit zwei Verstärkerstufen gelingt es sogar, einen LC-Oszillator ohne Übertrager und ohne Anzapfung der Schwingkreiselemente auszuführen. Die gesamte Phasendrehung der Verstärkerschaltung beträgt dann 360° und die Rückkopplungsbedingung ist erfüllt.

b) Induktive Längenmessung über Periodendauersignal [57]

Für die Messung von Längen zwischen 10 und 100 mm kann eine lange Zylinderspule verwendet werden, die Bestandteil eines LC-Schwingkreises ist (Bild 157).

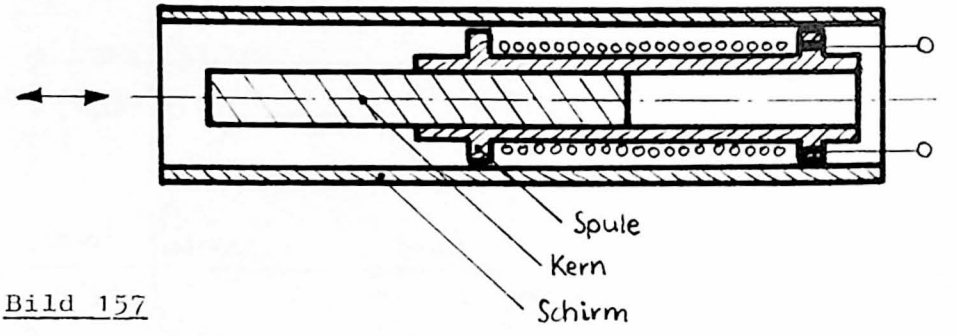


Bild 157

Die Steuerung der Induktivität wird durch einen zylindrischen Ferritkern erreicht, der in den Wicklungsträger eintaucht. Das gesamte Variometer ist durch einen Zylinder aus ferromagnetischem Material abgeschirmt. Taucht der Kern bis zur Länge x in den Spulenkörper der Länge l ein, so berechnet sich die Induktivität L der Anordnung mit guter Näherung zu

$$L = L_o + (x/l)^2 \, \Delta L .$$

Dabei bedeuten L_o die Anfangsinduktivität für x=0 und $L_o + \Delta L$ die maximale Induktivität für x=1. Da die Induktivitätsänderung ΔL wesentlich größer als die Anfangsinduktivität L_o ist, wird die Gesamtinduktivität L mit guter Näherung quadratisch von der Eintauchtiefe abhängig. Die Periodendauer T eines LC-Oszillators ist deshalb der Meßlänge x proportional und beträgt

$$T = 2\pi \sqrt{\Delta L \cdot C} \quad \frac{x}{1} \cdot$$

Verbleibende Nichtlinearitäten können durch geringfügige Abänderung der Windungssteigurg kompensiert werden. Auf diese Weise sind Linearitätsfehler von weniger als $2 \cdot 10^{-4}$ in einem Bereich von mindestens der halben Spulenlänge möglich. Bei einem von der Philips ausgeführten Meßfühler ändert sich die Periodendauer von 50 auf 100 µs, entsprechend einer Frequenz von 20 bis 10 kHz. Der Temperaturkoeffizient beträgt weniger als $50 \cdot 10^{-6}$ grd^{-1}.

c) Digitales Meßverfahren für Differenzdruck [56]

Die Firma Bell & Howell hat einen Differenzdruckmesser mit Frequenzausgang entwickelt. Die auf eine Membran wirkende Druckdifferenz (Bild 158) verursacht eine proportionale Auslenkung. Die Membran ist durch zwei Faltenbälge gegen die Meßmedien isoliert und bildet mit den feststehenden Elektroden einen Differentialkondensator.

Die Auslenkung der Membran bewirkt gegensinnige Änderungen der Kapazitäten, die wiederum zwei HF-Oszillatoren steuern. Obwohl die beiden Frequenzänderungen nichtlinear vom Differenzdruck abhängen, ist die im

Mischer gebildete Differenzfrequenz der Meßgröße mit guter Näherung proportional.

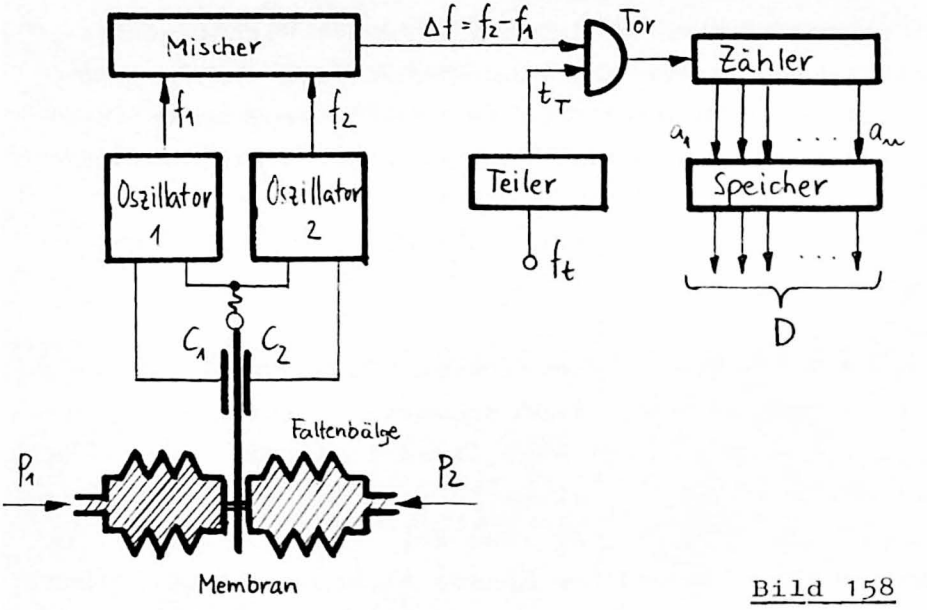


Bild 158

Dem gesamten Meßbereich entspricht eine Frequenzänderung von 0,25 bis 7,5 MHz. Die Differenzfrequenz Δf wird mit den Mitteln der digitalen Frequenzmessung in ein digitales Ausgangssignal D umgesetzt. Bei einer Meßzeit von 1 ms liegt die erreichbare Auflösung bei etwa 10^{-4}. Bei ausgeführten Druckmessern sind Meßbereiche von 0 bis 10 psi und 0 bis 200 psi realisiert worden. Die relativen Fehler lagen dabei unter 10^{-3}.

d) FM-Miniatursender zur Temperaturmessung [141]

Zur Temperaturmessung in einem Reaktor-Core-Modell wurde von der Gesellschaft für Kernforschung in Karlsruhe ein Meßfühler mit nur 5 mm Durchmesser entwickelt, in dem ein Akkumulator als Stromquelle eingebaut ist. Die Resonanzfrequenz einer LC-Oszillatorschaltung wird über die temperaturabhängige

Diffusionskapazität des Transistors beeinflußt und ändert sich angenähert linear mit der Umgebungstemperatur. Bild 159 zeigt die gesamte Oszillatorschaltung und einen Schnitt durch den Sender.

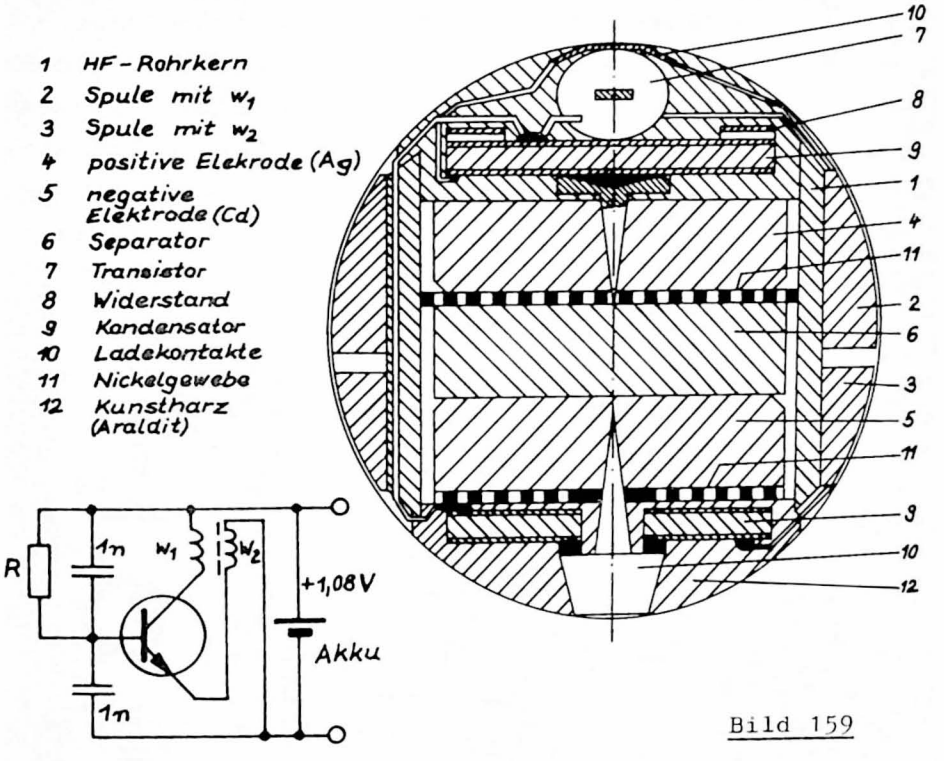


Bild 159

Der Transistor arbeitet in Basisschaltung; die Rückkopplung des Oszillators erfolgt induktiv. Die Abstimmung des Senders auf seine Grundfrequenz geschieht bei 20 °C durch geeignete Wahl der Schwingkreisinduktivität über die Windungszahl w_1. Der Basiswiderstand R zur Einstellung des Arbeitspunktes muß wegen der starken Streuung der Kenngrößen der Transistoren individuell bestimmt werden.

Es sind mehrere Sender im Frequenzbereich zwischen 1,5 und 3 MHz hergestellt worden. In dem interessieren-

den Temperaturbereich von 20 bis 80 °C betrug die Empfindlichkeit etwa 10^{-3} grd^{-1}. Bei steigender Meßtemperatur erniedrigte sich die Schwingfrequenz.

e) Digitale Fernmessung von Druck und Temperatur [53]

Von der NASA wurde ein winziger Mini-Sensor zur gleichzeitigen Druck- und Temperaturmessung mit Hilfe eines selbsterregten Oszillators entwickelt. In der Prinzipschaltung nach Bild 160 ist die Pausenzeit zwischen den einzelnen Impulsen vom RC_1-Netzwerk und die Frequenz vom LC_2-Netzwerk abhängig.

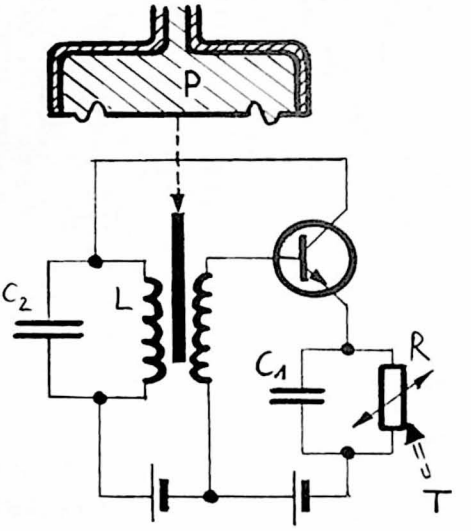


Bild 160

Die Oszillatorfrequenz des ausgeführten Telemetriesenders wurde auf 136 MHz gelegt. Zur Druckmessung kann diese Oszillatorfrequenz über eine Membran und die Induktivität L beeinflußt werden. Die Temperaturmessung ist über den Thermistorwiderstand R möglich, der die Pausenzeit zwischen den Schwingimpulsen festlegt.

4.8.6 Induktionsloser LC-Oszillator mit Gyrator [142-144]

Obwohl Spulen ebensogut wie Kondensatoren in Oszillatorschaltungen verwendet werden können, bevorzugt man wegen der immer vorhandenen Spulenverluste oder auch wegen des großen Volumens von hohen Induktivitäten den Gebrauch von Kondensatoren. Eine Möglichkeit, Induktivitäten zu erhalten, ohne dafür Spulen benutzen zu müssen, besteht in der Verwendung eines Gyrators. Der Gyrator ist eine Zusammenschaltung eines NIC (Negative Impedance Converter) mit einem Rotator.

a) Negative Impedance Converter (NIC)

Ein NIC nach Bild 161 dient zur Erzeugung negativer Widerstände.

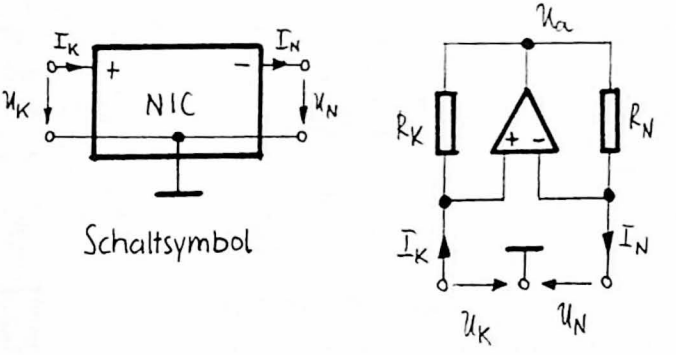


Bild 161

Er besteht aus einem gleichzeitig mit- und gegengekoppelten Operationsverstärker. Für ihn gelten

$$U_N = U_K; \qquad I_N = -\alpha I_K \qquad \text{mit } \alpha = R_K/R_N.$$

Dabei ist α der Übertragungskoeffizient. Wird der NIC mit einem Widerstand R_2 am Minus-Eingang beschaltet, so erscheint an seinem Plus-Eingang der transformierte Widerstand R_k

$$R_k = U_K/I_K = (-\alpha)U_N/I_N = -\alpha R_2.$$

Mit Hilfe der Schaltung in Bild 162 kann also ein negativer Widerstand erzeugt werden.

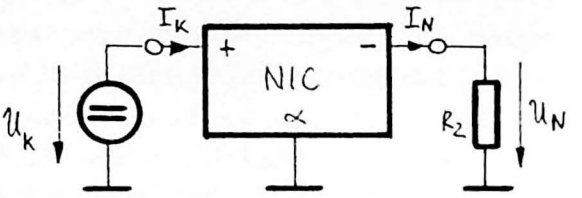


Bild 162

Es fließt ein Strom $-I_K = U_K/\alpha R_2$ in die Spannungsquelle hinein.

b) Der Rotator

Der Rotator ist der zweite Bestandteil eines Gyrators. Durch ihn ist die Drehung einer Kennlinie um einen festgelegten Winkel Θ im Koordinatensystem möglich. Die Schaltung eines Rotators ist in Bild 163 angegeben.

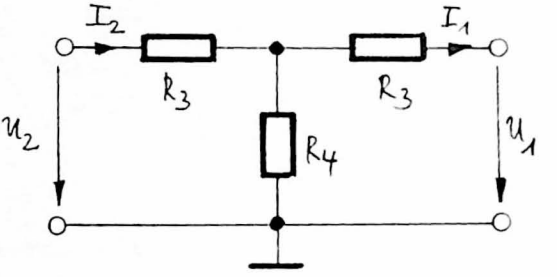


Bild 163

Die Widerstände R_3 und R_4 müssen dabei folgende Bedingungen erfüllen.

$$R_3 = R_M \tan \Theta/2, \qquad R_4 = -R_M/\sin \Theta .$$

R_M ist ein Maßstabsfaktor für die Darstellung der Kennlinie im Koordinatensystem. Die Übertragungsgleichungen ergeben sich zu

$$U_2 = U_1 \cos \Theta + I_1 R_M \sin \Theta,$$

$$I_2 = -\frac{U_1}{R_M} \sin \Theta + I_1 \cos \Theta.$$

Für $\Theta = 90^\circ$ entsteht daraus $U_2 = I_1 R_M$ und $I_2 = -U_1/R_M$. Der Quotient U_2/I_2 beträgt damit

$$\frac{U_2}{I_2} = -R_M^2 \frac{I_1}{U_1}.$$

Wird also am Eingang des Rotators ein Widerstand $R_1 = U_1/I_1$ angeschlossen, so erhält man am Ausgang seinen Reziprokwert, multipliziert mit einer negativen Konstanten, also

$$R_2 = -R_M^2/R_1.$$

Und bei Vorschalten eines NIC, der den Rotatorstrom umkehrt, ergibt sich

$$R_2 = +R_M^2/R_1.$$

c) Der Gyrator

Die Kombination von Rotator und NIC wird Gyrator genannt (Bild 164).

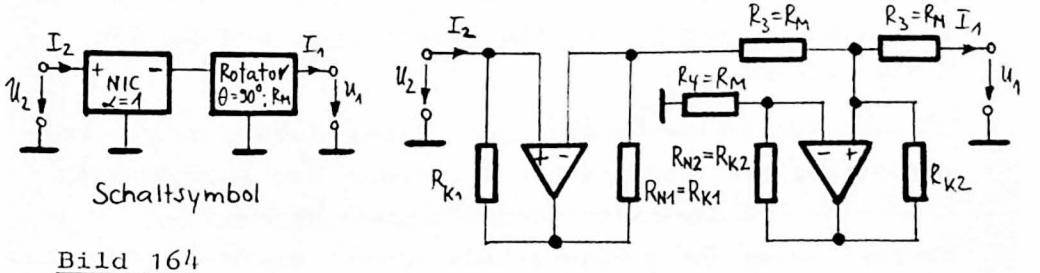


Bild 164

Der Ausgangswiderstand R_2 des Gyrators kann - unabhängig vom Widerstand R_1 - durch geeignete Einstellung des Übertragungsfaktors $\alpha = R_K/R_N$ des NICs mit Hilfe von R_K oder R_N verändert werden. Es ergibt sich damit

$$R_2 = \frac{\alpha R_M^2}{R_1} = \frac{R_K R_M^2}{R_N R_1} .$$

d) Der Einsatz des Gyrators im LC-Schwingkreis

Die Anwendung des Gyrators in einem Schwingkreis wird dadurch interessant, daß man bei Beschaltung des Eingangs mit einer Kapazität am Ausgang den Wechselstromwiderstand X_L einer Induktivität erhält.

$$j X_L = \frac{R_K R_M^2}{R_N \frac{1}{j\omega C}} = j\omega \frac{C R_K R_M^2}{R_N} .$$

Es können also ohne die Verwendung einer Spule große, nahezu verlustfreie Induktivitäten erzeugt werden. Damit ist eine wesentliche Steigerung der Phasensteilheit möglich. Die Phasensteilheit ist nämlich dem sehr hohen Parallelverlustwiderstand R_p des Resonanzkreises proportional. Die Schwingfrequenz ω_o eines LC-Oszillators mit Gyrator beträgt

$$\omega_o = \frac{1}{R_M}\sqrt{\frac{R_N}{C \cdot C' R_K}} .$$

Dabei bedeuten C die Gyratorkapazität, C' die Kreiskapazität, R_N und R_K die NIC-Widerstände und R_M den Rotatorwiderstand.

Die Umsetzung einer nichtelektrischen Größe in ein Frequenzsignal ist damit durch Steuerung der Kapazitäten C oder C' und der Widerstände R_N oder R_K möglich. Eine Beeinflussung der 3 Widerstände R_M ist nicht zu empfehlen.

4.8.7 Lineare Oszillatoren mit 90°-Phasenschieber [145]

Die bisher behandelten harmonische Oszillatoren schwingen bei einer Frequenz, bei der die Phasenverschiebung des frequenzabhängigen Netzwerkes entweder 0 oder 180° beträgt. Es ergaben sich in der Regel nichtlineare Abhängigkeiten nach einem Wurzelzusammenhang.

Nach einer Idee des Verfassers ist es jedoch möglich, eine a priori lineare Abhängigkeit zwischen Frequenz oder Periodendauer und Widerstand R, Kapazität C oder Induktivität L zu erreichen. Es muß zu diesem Zweck eine Schaltung konzipiert werden, deren Frequenz so eingestellt wird, daß betragsmäßig die Spannungen an dem in Serie geschalteten Widerstand R und dem Kondensator C oder der Induktivität L gleich groß werden (Bild 165).

Frequenzeinstellung so, daß $|U_R| = |U_X|$ und damit

$R = \frac{1}{\omega C}$ oder $R = \omega L$,

also $\omega = 1/RC$ oder $\omega = \frac{R}{L}$.

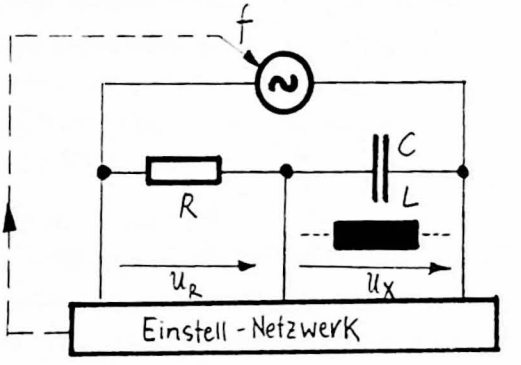


Bild 165

Die Bedingung für gleiche Spannungsbeträge kann durch Erweiterung des angegebenen Netzwerks zu einer brückenähnlichen Schaltung mit zwei gleichen Widerständen R' überprüft werden (Bild 166).

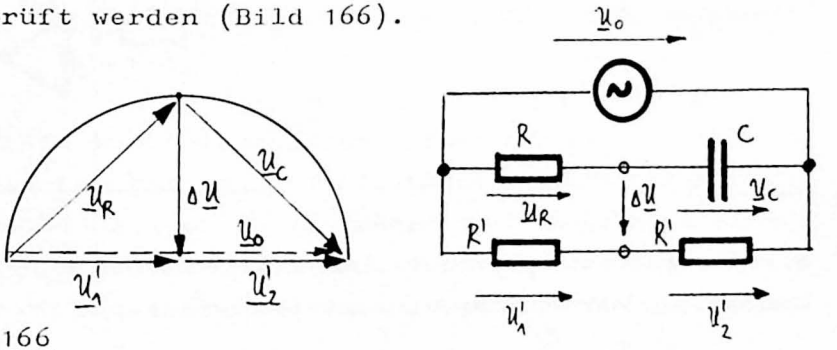


Bild 166

Die Diagonalspannung $\Delta\underline{U}$ ist dann genau um 90° gegen die Versorgungsspannung $\underline{U}_o$ phasenverschoben, wenn $\mathrm{Re}\,(\Delta\underline{U}/\underline{U}_o) = 0$. Man erhält

$$\frac{\Delta\underline{U}}{\underline{U}_o} = \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{1 + j\,X/R}\right).$$

Dabei beträgt der Blindwiderstand $X = -1/\omega C$ bei vorhandener Kapazität und $X = \omega L$ bei vorhandener Induktivität. Nach Aufspalten in Real- und Imaginärteil ergibt sich

$$\frac{\Delta\underline{U}}{\underline{U}_o} = \frac{1}{2} - \frac{1 - j\,X/R}{1 + (X/R)^2}.$$

Für $\mathrm{Re}\,(\Delta\underline{U}/\underline{U}_o) = 0$ erhält man $R = \pm X$ und damit $R = 1/\omega_o C$ oder $R = \omega_o L$. Die Schwingfrequenzen ω_o betragen in den beiden Fällen

$$\omega_o = \frac{1}{R\,C} \qquad \text{oder} \qquad \omega_o = \frac{R}{L}.$$

Für die praktische Realisierung muß die Diagonalspannung $\Delta\underline{U}$ mit einem frequenzunabhängigen Phasenschieber um 90° zurückverschoben werden und die erhaltene Spannung das gesamte Netzwerk versorgen. Als frequenzunabhängiger 90°-Phasenschieber kann ein Integrationsverstärker nach Bild 167 eingesetzt werden.

$$\frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = j\,\frac{1}{\omega R_i C_i}$$

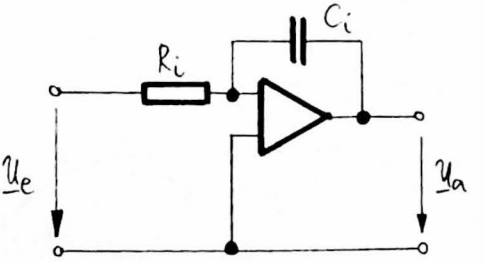


Bild 167

Die Phase des komplexen Teilerverhältnisses $\underline{U}_a/\underline{U}_e$ ist unabhängig von der Frequenz gleich 90°.

Die Frequenzabhängigkeit des Amplitudengangs kann in der Oszillatorschaltung durch eine amplitudenabhängige Verstärkung berücksichtigt werden. Die Gesamtschaltung eines linearen Meßoszillators hat damit folgendes Aussehen (Bild 168):

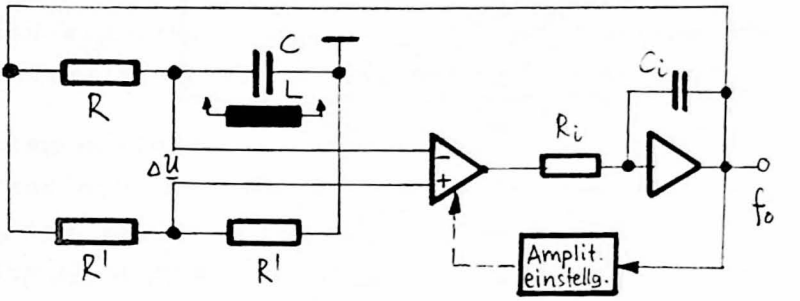


Bild 168

Die Brückendiagonalspannung wird einem Differenzverstärker zugeführt, dessen Verstärkung von der Amplitudenregelung eingestellt wird. Der Kreis schließt sich, indem die Ausgangsspannung des Integrationsverstärkers die Brückenschaltung versorgt.

Die erhaltene Schwingfrequenz oder die Periodendauer ist dem Widerstand R, der Induktivität L oder der Kapazität C proportional. Damit ist eine lineare Frequenzumsetzung für alle nichtelektrischen Größen möglich, die ein passives Bauelement linear steuern.

4.9 Digitale Meßverfahren mit Relaxationsoszillatoren [146-148]

Mit Hilfe von Relaxationsoszillatoren können, ähnlich wie mit harmonischen Oszillatoren, nichtelektrische Meßgrößen dadurch in Frequenzsignale umgesetzt werden, daß sie Widerstand R, Induktivität L oder Kapazität C passiver Bauelemente steuern. Das passive Bauelement

wiederum ist frequenzbestimmender Teil eines Relaxationsoszillators.

Während nun in der Vergangenheit den Relaxationsoszillatoren vergleichsweise schlechte Frequenzstabilität gegenüber den harmonischen Oszillatoren nachgesagt wurde, muß dieses Urteil auf Grund technologischer Fortschritte in der Herstellung elektronischer Bauelemente überdacht und teilweise revidiert werden.

Relaxationsoszillatoren enthalten nämlich meist aktive Bauelemente, die den Auslösepegel für den zeitlichen Ablauf eines Vorganges bestimmen. Früher war es einigermaßen schwierig, exakte Triggerschwellen zu erhalten. Mit den heute verfügbaren Bauelementen, z.B. integrierte Komparatoren, Unijunction-Transistoren, Thyristoren oder auch gewöhnlichen Transistorschaltern, ist zum Teil eine hervorragende Reproduzierbarkeit der Auslösepegel möglich. Deshalb ist auch sinnvoll, neben Spannungs-Frequenz-Umsetzern nach dem Relaxationsprinzip auch Oszillatoren für die Umsetzung von physikalischen Größen in Frequenzen zu konzipieren.

4.9.1 Funktionsprinzip eines Relaxationsoszillators

Eine Relaxationsschwingung entsteht durch die fortlaufende Aneinanderreihung zweier Funktionsverläufe zwischen einem Minimalwert U_1 und einem Maximalwert U_2. Wie in Bild 169 dargestellt, steigt der Verlauf der Relaxationsschwingung vom Minimalwert U_1 nach der Funktion $U_{12}(t)$ bis zum Maximalwert U_2 an. Beim Erreichen dieses Wertes U_2 wird auf die abfallende Funktion $U_{21}(t)$ umgeschaltet, bis wieder der Minimalwert U_1 erreicht ist. Mit der Umschaltung auf die ansteigende Funktion $U_{12}(t)$ beginnt der Vorgang von neuem,

so daß eine periodische Schwingung, eine sog. Relaxationsschwingung erreicht wird.

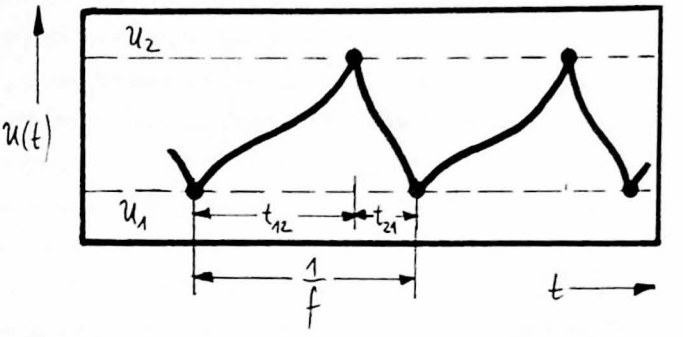


Bild 169

Die Summe der Anstiegszeit t_{12} und der Abfallzeit t_{21} ist gleich der reziproken Schwingungsfrequenz 1/f. Da nun die Zeiten t_{12} und t_{21} einerseits durch passive Bauelemente R,L oder C, andrerseits aber auch durch elektrische Steuergrößen wie Spannung oder Strom bestimmt sein können, wird auch die Schwingfrequenz f eines Relaxationsoszillators von diesen Größen abhängig.

Als einfaches Beispiel möge die exponentielle Aufladung und Entladung eines Kondensators C dienen (Bild 170).

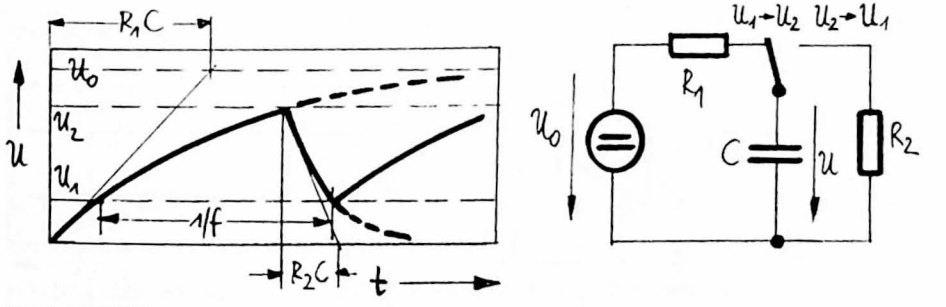


Bild 170

In der linken Schalterstellung findet die Aufladung der Kapazität C über den Widerstand R_1 von der Spannung U_1 auf die Spannung U_2 statt. Über einen geeignet

gestalteten Komparator erfolgt die Umschaltung und damit die Entladung über den Widerstand R_2 bis zur Spannung U_1. Dann wiederholt sich der Vorgang. Die erhaltene Schwingfrequenz hängt nichtlinear von der Versorgungsspannung U_0, den Widerständen R_1 und R_2 und der Kapazität C ab. Für geringere Ansprüche können derartige Schaltungen bereits als Frequenzumsetzer dienen. Für gehobene Ansprüche bevorzugt man eine lineare Abhängigkeit der Frequenz oder der Periodendauer von einer Steuergröße; diese Forderung muß bei der Schaltungsauswahl eines Relaxationsoszillators dann berücksichtigt werden.

4.9.2 Relaxationsoszillator mit Integrationsverstärker [136, 149]

Präzise Relaxationsoszillatoren werden zweckmäßigerweise mit Integrationsverstärker ausgeführt. Damit kann eine Integrationskapazität C mit konstantem Strom aufgeladen oder entladen werden, so daß die Kondensatorspannung und damit die Ausgangsspannung des Integrationsverstärkers zeitlich linear ansteigt oder abfällt (Bild 171).

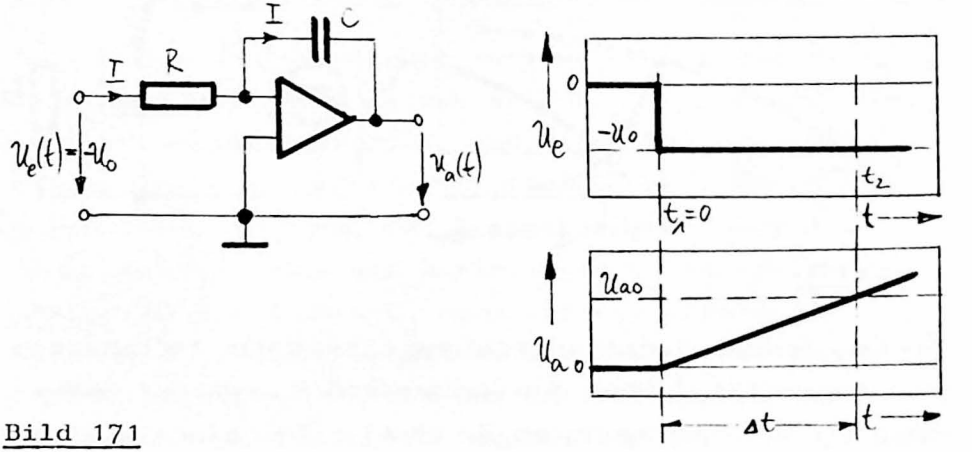


Bild 171

Bei Verwendung eines Operationsverstärkers mit angenähert idealen Eigenschaften beträgt der Eingangsstrom $I = U_e(t)/R$. Dieser Strom fließt in den Integrationskondensator und erzeugt an ihm eine Spannung, die gleich der Ausgangsspannung $U_a(t)$ des Integrationsverstärkers ist.

$$U_a(t) = -\frac{1}{C}\int_{t_1}^{t} I\,dt + U_{Co}.$$

Beträgt die Spannung U_{Co} der Kapazität C zum Zeitpunkt $t = t_1 = 0$ gleich $U_{Co} = 0$, so ergibt sich für die Ausgangsspannung $U_a(t)$

$$U_a(t) = -\frac{1}{R\,C}\int_{0}^{t} U_e(t)\,dt.$$

Bei konstanter Eingangsspannung $U_e = -U_o$ steigt die Ausgangsspannung $U_a(t)$ also linear an.

$$U_a(t) = \frac{U_o}{R\,C}\,t \qquad \text{für } U_e = \text{konst.}$$

Nach Ablauf der Zeit $t_2 - t_1 = \Delta t$ hat sie den Wert U_{ao} erreicht.

$$U_{ao} = U_o\,\frac{\Delta t}{R \cdot C}.$$

Ein Relaxationsoszillator entsteht dadurch, daß die konstante Eingangsspannung $U_e(t) = U_o$ dann umgepolt wird, wenn die Ausgangsspannung $U_a(t)$ betragsmäßig einen bestimmten Schwellwert erreicht hat, z.B. den gleichen Wert wie die konstante Eingangsspannung U_o.

Bildet man nun - wie in der Schaltung eines Relaxationsoszillators nach Bild 172 gezeigt - einen bewer-

teten Mittelwert U_m zwischen der Ein- und Ausgangsspannung des Integrationsverstärkers, so übernimmt der Komparator beim Nulldurchgang der Mittelwertspannung U_m die Umpolung der konstanten Eingangsspannung U_o des Integrationsverstärkers.

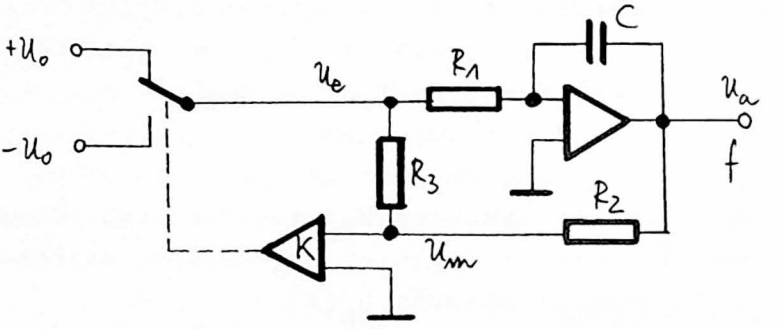


Bild 172

Der bewertete Mittelwert U_m berechnet sich für $R_2 \neq R_3$ aus der Eingangsspannung U_e und der Ausgangsspannung U_a wie folgt:

$$U_m = \frac{U_e}{1 + R_3/R_2} + \frac{U_a}{1 + R_2/R_3} \cdot$$

Die Spannung U_m wird Null für

$$U_a = -\frac{R_2}{R_3} U_e = \mp \frac{R_2}{R_3} U_o \cdot$$

Nach der Umpolung der Eingangsspannung beträgt dann die Mittelwertspannung U_m

$$U_m = \frac{U_o}{1 + R_3/R_2} + \frac{(R_2/R_3)\, U_o}{1 + R_2/R_3} = \frac{2}{1 + R_3/R_2}\, U_o \cdot$$

Das Ablaufdiagramm in Bild 173 zeigt den zeitlichen Verlauf der Eingangsspannung U_e, der dreieckförmigen Ausgangsspannung U_a und der bewerteten Mittelwertspannung U_m.

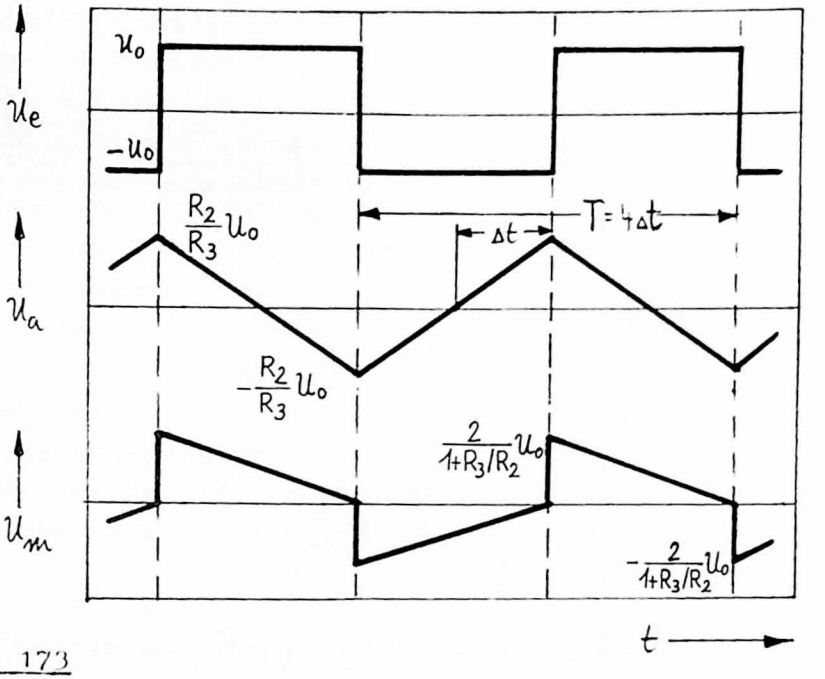


Bild 173

In einer Viertelperiode $\Delta t = T/4$ ist die Ausgangsspannung U_a von 0 auf den Wert $(R_2/R_3)U_o$ angestiegen. Es gilt also

$$U_a = U_o \frac{\Delta t}{R_1 C} = \frac{R_2}{R_3} U_o .$$

Daraus berechnet sich die Periodendauer T der Relaxationsschwingung zu

$$T = 4 \cdot \Delta t = 4 \frac{R_2}{R_3} R_1 C .$$

Die Periodendauer ist also den Widerständen R_1 und R_2 und der Kapazität C direkt proportional. Die Frequenz $f = 1/T$ ist dem Widerstand R_3 proportional.

Wie man zeigen kann, kompensieren sich in erster Näherung die Fehler, die durch den Nullpunktfehler des

Integrationsverstärkers verursacht werden. Es wird nämlich die Steigung der einen Schwingungsphase vergrößert und die der anderen verkleinert, so daß die resultierende Periodendauer angenähert erhalten bleibt. Der relative Fehler $\Delta T/T$ der Periodendauer berechnet sich zu

$$\frac{\Delta T}{T} = \left(\frac{U_{off}}{U_o}\right)^2 .$$

Das bedeutet, daß selbst bei Offsetspannungen von $U_{off} = 10$ mV der dadurch verursachte Fehler nur 10^{-6} beträgt, wenn die Eingangsspannung einen Wert von $U_o = 10$ V besitzt.

Da bei vorhandenem Nullpunktfehler des Komparators der Einfluß auf beide Schaltschwellen gleich groß ist, wird die Periodendauer der Relaxationsschwingung nicht beeinträchtigt.

Der beschriebene Relaxationsoszillator kann nun zur Frequenzumsetzung einer widerstands- oder kapazitätsproportionalen nichtelektrischen Größe eingesetzt werden. Zur Temperaturmessung mit einem Pt 100 Widerstandsthermometer ersetzt man den Widerstand R_1 des Oszillators durch den Temperaturfühler und erhält so zwischen 0 und 100 °C - entsprechend Widerständen zwischen 100 und 138,5 Ω - eine angenähert temperaturproportionale Periodendauer. Die verbleibende Nichtlinearität ist durch den Temperaturfühler gegeben und kann durch geeignete Maßnahmen kompensiert werden. Bei einem ausgeführten Umsetzer wurde ein Linearitätsfehler von weniger als $3 \cdot 10^{-5}$ und ein Temperaturfehler von weniger als $4 \cdot 10^{-4}$ im Temperaturbereich zwischen 0 und 50 °C erzielt.

4.9.3 Relaxationsoszillator mit Unijunction-Transistor [150]

Für weniger hohe Ansprüche kann mit Erfolg ein Unijunction-Transistor (Doppelbasis-Diode) für die Erzeugung von Relaxationsschwingungen eingesetzt werden. Der Unijunction-Transistor ist seinem Verhalten nach ein Schwellwertschalter, der beim Überschreiten eines bestimmten Eingangssignals sprungartig anspricht. Bild 174 zeigt Symbol und Ersatzschaltbild des UJT, dessen Anschlüsse mit Emitter, Basis 1 und Basis 2 bezeichnet werden. R_{12} ist der gesamte zwischen beiden Basen wirksame Interbasiswiderstand.

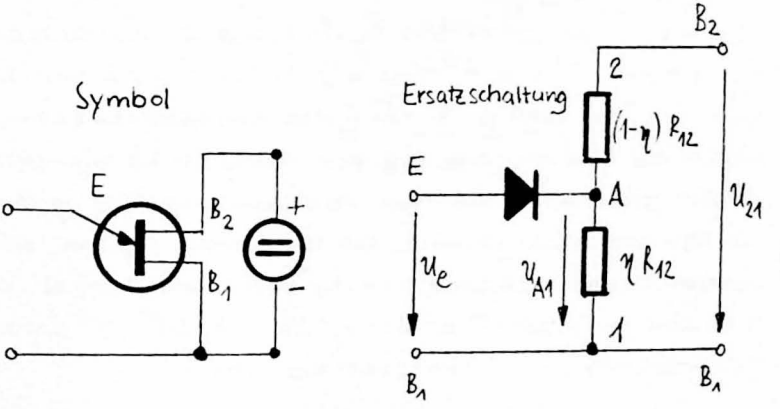


Bild 174

Solange kein Emitterstrom fließt, hat außer dem Teilwiderstand zwischen A und 2 auch der zwischen A und 1 liegende Widerstand einen konstanten Wert. Die Spannung U_{21} teilt sich also nach einem festen Spannungsverhältnis $\eta = U_{A1}/U_{21}$ auf, welches Intrinsic-Abstandsverhältnis genannt wird. Sobald U_e die Spannung U_{A1} um die Durchlaßspannung U_D der Diode zwischen Emitter E und innerem Punkt A überschreitet, setzt der Emitterstrom ein und die Spannung U_e fällt stark ab. An den Eingangsklemmen E B_1 besteht also die zur Schwingungserzeugung notwendige negative Widerstandscharakteristik.

Die Schaltung eines Relaxationsoszillators mit UJT ist in Bild 175 dargestellt.

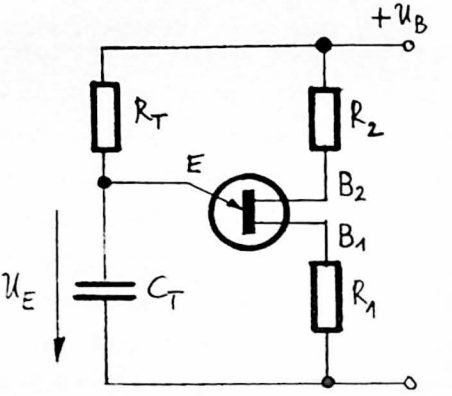


Bild 175

Zunächst ist der UJT gesperrt. Über den Widerstand R_T lädt sich die Kapazität C_T bis zur Zündspannung U_Z auf. Bei diesem Wert wird der UJT leitend und der Kondensator C_T entlädt sich über die Emitter-Basis-1-Strecke sowie den Widerstand R_1, der deshalb klein gehalten werden muß. Wenn der Sperrzustand des UJT erreicht ist, bleibt noch eine kleine Restspannung U_R auf dem Kondensator und der Ladevorgang wiederholt sich dann. Aus dem Spannungsverlauf U_E nach Bild 176 kann die Schwingfrequenz f bestimmt werden.

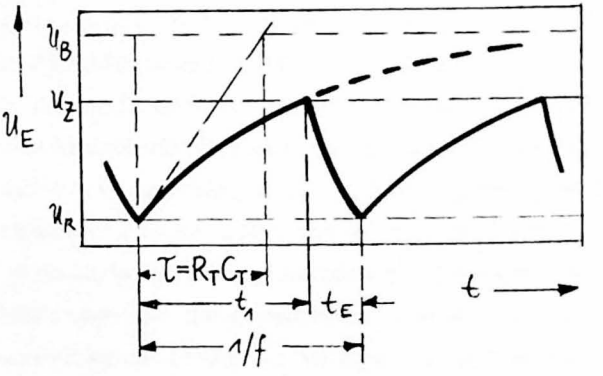


Bild 176

Die Schwingfrequenz berechnet sich aus dem Reziprokwert der Summe von Ladezeit t_1 und Entladezeit t_E.

Die Aufladung erfolgt exponentiell gemäß

$$U_E = U_R + (U_B - U_R)\ (1 - \exp\ (-t/R_T C_T)).$$

Nach Ablauf der Ladezeit $t = t_1$ ist die Zündspannung $U_E = U_Z$ erreicht und es ergibt sich deshalb für t_1

$$t_1 = R_T C_T \ln \frac{U_B - U_R}{U_B - U_Z}.$$

Die Schwingfrequenz f beträgt dann

$$f = \frac{1}{t_1 + t_E} = \frac{1}{t_E + R_T C_T \ln \frac{U_B - U_R}{U_B - U_Z}}.$$

Bei kleinen Entladezeiten t_E ist die Periodendauer der Schwingung sowohl dem Widerstand R_T als auch der Kapazität C_T proportional. Mit dieser Schaltung eines Relaxationsoszillators ist es also möglich, eine R- oder C-steuernde Meßgröße in ein Frequenzsignal umzusetzen.

4.9.4 Astabiler Multivibrator mit MOS-Sensor [151-153]

Relaxationsschwingungen können auch mit einem astabilen Multivibrator erreicht werden, dessen frequenzbestimmende Bauelemente durch die zu messende nichtelektrische Größe beeinflußt werden. In der Fachliteratur ist ein MOS-Sensor beschrieben, dessen druckabhängige Kapazität die Frequenz eines astabilen Multivibrators steuert. Die Prinzipschaltung eines Relaxationsoszillators mit astabilem Multivibrator ist in Bild 177 angegeben.

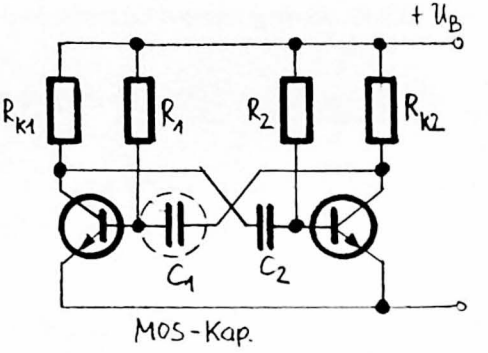


Bild 177

Wie man zeigen kann, ist die Periodendauer T der Schwingung in erster Näherung der Summe aus den Produkten R_1C_1 und R_2C_2 proportional.

$$T = k\,(R_1C_1 + R_2C_2); \qquad k \approx 2\ \ln 2\,.$$

Dabei bedeuten R_1 und R_2 die Basiswiderstände und C_1 und C_2 die Ladekapazitäten.

Als Druckaufnehmer wird ein MOS-Sensor verwendet, bei dem die Kraft über eine Saphir-Spitze mit einem Spitzenradius von 0,025 mm auf die Gate-Kontaktierung aufgebracht wird, und zwar an einer Stelle, an der, je nach der verwendeten MOS-Struktur, entweder die Source- oder die Drain-Elektrode überdeckt wird. Bei niedrigen Gate-Source-Spannungen von $U_{GS} < 2$ V steigt nach Bild 178 die Gate-Source-Kapazität C_{GS} eines n-Kanal-MOS-Aufnehmers mit dem aufgebrachten Druck.

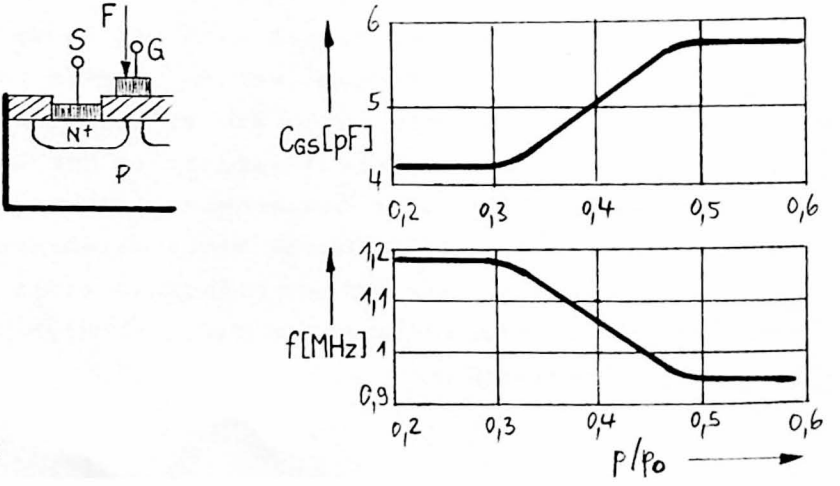


Bild 178

Daraus resultiert eine angenähert linear vom Druck p/p_o abhängige Schwingfrequenz f. Mit U_B = 3 V, R_{k1} = 1,8 kΩ, R_{k2} = 1 kΩ, R_2 = 100 kΩ, C_2 = 5 pF, ergab sich bei einem Basiswiderstand von R_1 = 180 kΩ und dem MOS-Sensor als Ladekapazität C_1 der in Bild 178 angegebene Frequenzverlauf mit Schwingfrequenzen um die 1 MHz.

Kapazitive MOS-Aufnehmer können, außer zur Messung von Drücken, auch zur Temperaturmessung und zur Messung der Beleuchtungsstärke eingesetzt werden.

Bei hohen Anforderungen an die Frequenzstabilität können astabile Multivibratoren anstatt mit nur je einem Verstärker-Transistor mit Operationsverstärkern ausgeführt werden. Auf diese Weise wird der Einfluß der Temperatur auf die frequenzbestimmenden Restgrößen der Transistoren weitgehend ausgeschaltet.

4.10 Weitere digitale Meßverfahren mit Frequenzausgang [154,155]

4.10.1 Steuerung von Impulsraten über nukleare Strahlung [156-158]

Viele Strahlungsmeßfühler arbeiten analog. Das Analogsignal entsteht durch Impulsintegration im Strahlungsmeßfühler. Analogen Charakter besitzen auch alle heute bekannten Meßverfahren, bei denen die Dicke oder die Dichte von Werkstoffen über die Absorption von Strahlung bestimmt wird.

Die Grundidee für die Entwicklung von digitalen Meßfühlern auf Strahlungsbasis besteht in der diskreten Natur des radioaktiven Zerfalls. Mit derartigen Meßfühlern können dann nichtelektrische Größen am Ent-

stehungsort digital erfaßt werden und die anfängliche Meßgenauigkeit bleibt bei der Datenübertragung und -verarbeitung erhalten. Meßfühler auf Strahlungsbasis behalten ihre Genauigkeit unbegrenzt. Eine Nacheichung ist im Regelfall nicht erforderlich.

Im Blockschaltbild nach Bild 179 ist das Prinzip von nuklearen Meßfühlern mit Frequenzausgang dargestellt.

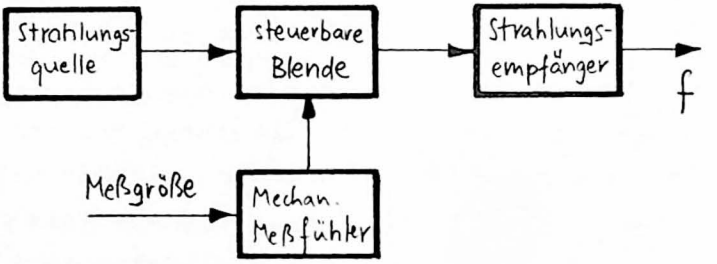


Bild 179

Die von der Strahlungsquelle ausgehenden Teilchen treffen nach Durchlaufen der steuerbaren Blende auf den Strahlungsempfänger und erzeugen dort eine Impulsfrequenz f, die mit den Mitteln der digitalen Frequenzmessung in ein Digitalsignal umgeformt wird.

Ein mechanischer Meßfühler, z.B. ein Bourdonrohr bei Druckmessung oder ein Bimetallstreifen bei Temperaturmessung, steuert die Öffnung der Blende und damit die vom Strahlungsempfänger abgegebene Impulsrate.

In ähnlicher Weise ist die Steuerung einer Impulsrate durch die Dicke oder die Dichte eines Werkstoffes denkbar.

a) Auswahl der Strahlungsquelle

Die nukleare Zerfallsrate einer radioaktiven Quelle ist völlig unabhängig von der Temperatur. Die Energie-

spektren nach Bild 180 lassen erkennen, daß α-Teilchen gegenüber β-Teilchen zu bevorzugen sind.

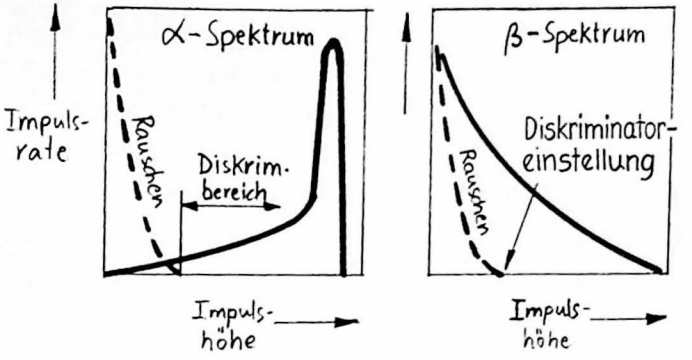


Bild 180

Die α-Teilchen können im wesentlichen als monoenergetisch angesehen werden, was sich im Spektrum durch eine einzige Spitze ausdrückt. Nur wenige Teilchen verlieren bei der Abstrahlung an Energie. Die auf Grund des elektrischen Rauschens in der Empfängerelektronik erzeugte Spitze liegt weit neben der α-Teilchen-Spitze. Die Einstellung des Diskriminators zur Unterdrückung der Rauschimpulse ist deshalb unkritisch.

Im Gegensatz dazu ist die Einstellung des Diskriminators beim β-Spektrum sehr kritisch und verhindert die Zählung langsamer Teilchen. Auch die Verwendung von γ-Strahlung ist ungünstig, da sich wegen der geringen Absorption schwere Blenden ergeben.

Beim radioaktiven Zerfall besitzen die statistisch auftretenden Zählimpulse angenähert Gaußsche Verteilung. Die Theorie läßt erkennen, daß bei einem Mittelwert von N Impulsen die Standardabweichung $\sqrt{N}$ beträgt. Es besteht also ein Zusammenhang zwischen der erreichbaren Genauigkeit und der Abtastzeit. So müssen z.B. bei einer Meßzeit von 1 s mindestens

10^6 Impulse erhalten werden, damit eine Genauigkeit von 10^{-3} erzielt wird. Bei konstanter Meßzeit sinkt also im Gegensatz zu den bekannten Anzeigeinstrumenten der absolute Fehler und die genaueren Messungen sind also am Bereichsanfang möglich.

Die notwendigen Strahlungsquellen stellen keine schwerwiegenden Probleme auf. Es sind schwache lizenzfreie und abgekapselte α-Strahlungsquellen verfügbar, die eine Halbwertszeit von 20 Jahren besitzen. So z.B. Radiumquellen, bei denen die α-Strahlung von Po^{210} abgegeben wird.

Bei kurzer Halbwertszeit ist eine Korrektur über die Zeitbasis oder mit den Mitteln der Datenverarbeitung möglich. Die Torzeit kann z.B. automatisch über die von einem weiteren Strahlungsempfänger erfaßte Primär-Impulsrate der Strahlungsquelle nachgeführt werden (ähnlich wie bei der Frequenzverhältnismessung).

b) Mögliche Strahlungsempfänger

Im Zusammenhang mit Meßverfahren mit α-Strahlungsquellen sind Silizium-Sperrschicht-Teilchenzähler besonders geeignet. Sie sind auch auf γ-Strahlung ziemlich unempfindlich.

Die durch die Strahlungsempfänger begrenzten Impulsanstiegszeiten von 2-50 ns sind mit schneller Elektronik erreichbar. Bei 6 ns Anstiegszeit beträgt der Minimalwert für die Zeitauflösung eines Silizium-Sperrschichtzählers etwa 20 ns. Dies führt zu einer maximalen Impulsrate von etwa 10^7 Imp/s, entsprechend 10 MHz. Ein realistischer Wert liegt bei etwa 10^6 Imp/s. Eine Nichtlinearität auf Grund der erforderlichen Totzeitkorrektur kann entweder in der Zählerelektronik

oder bei der mechanischen Blendensteuerung berücksichtigt werden.

Theoretisch könnten auch Szintillationszähler oder gasgefüllte Proportionalzählrohre verwendet werden. Wegen des größeren Volumens und der schlechteren Zeitauflösung sind diese Detektoren jedoch weniger geeignet.

c) Anwendungsbeispiele

Die Steuerung der Blende kann entweder translatorisch oder rotatorisch erfolgen. Ein Schnitt durch eine translatorisch gesteuerte Blende ist in Bild 181 gezeigt.

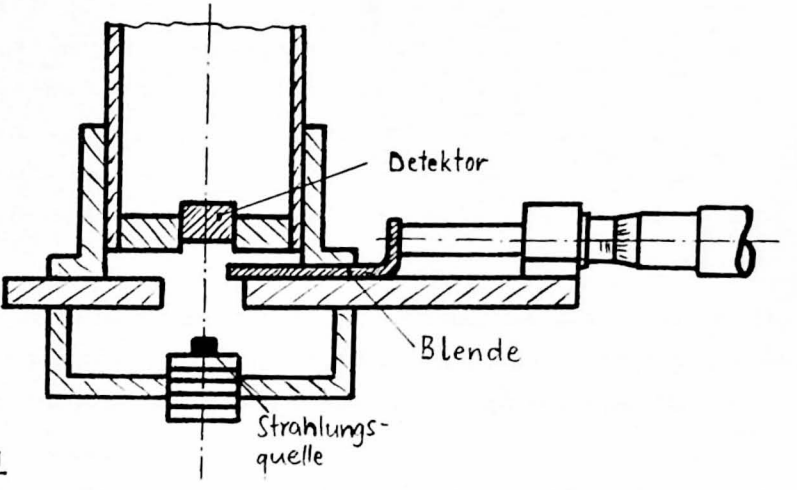


Bild 181

Die Steuerung der Blende erfolgt hier durch eine Mikrometerschraube. Der Meßbereich beträgt 2,5 mm. Die volle Blendenöffnung hat eine Fläche von etwa 0,6 cm^2. Ein Versuchsmuster mit rotatorisch gesteuerter Blende besitzt einen Meßbereich von etwa 20^o. Um den Einfluß der Teilchenstreuung in Luft und den Einfluß auf das Energiespektrum zu eliminieren, werden evakuierbare Kammern eingesetzt, die sowohl die Strahlungsquelle als auch den Strahlungsempfänger enthalten.

Messungen haben ergeben, daß die Abweichungen von der linearen Übertragungskennlinie allein durch die Zufallsstatistik verursacht werden. Stärkere Strahlungsquellen oder längere Meßzeiten verbessern nämlich die Streuung der Kennlinien. Alle anderen statischen Übertragungseigenschaften wie Nichtlinearitäten und Temperatureinflüsse sind auf die verwendeten mechanischen Meßfühler zurückzuführen.

Zwei praktische Anwendungsfälle für diese Strahlungsmeßfühler mit Frequenzausgang sind ein Bimetall-Thermometer und ein Bourdonrohr-Druckmesser. Beim Bourdonrohr-Druckmeßfühler treten keine zusätzlichen Probleme auf, da das eine Ende des wendelförmigen Rohres mit der Druckeinleitung und das andere Ende mit der Drehblende verbunden ist. Beim Bimetall-Thermometer wird ebenfalls eine Drehblende gesteuert. Der Bimetallstreifen besitzt eine Zeitkonstante von etwa 3 s. Kürzere Einstellzeiten wären mit einem Flüssigkeits-Ausdehnungsthermometer erreichbar, das wiederum ein Bourdonrohr betreibt.

Eine herausragende Eigenschaft von Meßfühlern auf Strahlungsbasis ist die hervorragende Langzeit-Konstanz, wie sie z.B. in der Meeresforschung gefordert wird.

4.10.2 Meßfühler unter Anwendung der Kernresonanz

Das Prinzip der Kernresonanz wird bisher kaum zur automatischen Meßwerterfassung eingesetzt. Es lassen sich damit sehr hohe Genauigkeiten bei der Bestimmung magnetischer Feldstärken und davon abgeleiteter nichtelektrischer Größen erreichen.

a) Magnetfeldmessung mit Kernresonanz [159]

Der Effekt der magnetischen Kernresonanz findet sich

bei allen Atomkernen, die Spin und magnetisches Moment besitzen. So sind z.B. Wasserstoff und Lithium für Kernresonanz-Magnetfeldmessungen geeignet.

Den Atomkern kann man sich als Kreisel mit festem Drehimpuls und magnetischem Moment vorstellen. Die Richtkraft eines zu messenden Gleichfeldes auf das magnetische Moment eines solchen Kreisels ruft eine Präzession der Kreiselachse um die Gleichfeldrichtung hervor. Diese Präzessionsfrequenz f_o ist der magnetischen Feldstärke H sehr gut proportional.

Solange nur das Gleichfeld wirksam ist, ist die Zahl der parallel zum Feld eingestellten Spins etwas größer als die Zahl der antiparallel eingestellten Spins. Durch eine senkrecht zum Gleichfeld wirkende Komponente eines Hochfrequenzwechselfeldes entsteht bei der Präzessionsfrequenz eine Gleichverteilung von Parallel- und Antiparallellage, im Mittel also ein höherer Energiezustand, weil die antiparallele Lage einem höheren Energiezustand entspricht als die parallele Lage. Das System absorbiert also HF-Energie. Man bezeichnet diese Erscheinung als Resonanzabsorption. Sie läßt sich durch den Güteverlust einer HF-Spule bei Übereinstimmung von Generatorfrequenz und Präzessionsfrequenz nachweisen.

Alle Atomkerne, bei denen die Zahl der Protonen oder der Neutronen oder beider Anzahl ungerade ist, zeigen Kernresonanz. Wasserstoff H^1 und Lithium Li^7 besitzen genau bekannte Übertragungsbeiwerte γ. Die Kreisfrequenz der Präzession ergibt sich aus der zu messenden magnetischen Feldstärke H zu

$$\omega_o = \gamma \cdot H .$$

Die Übertragungsbeiwerte für Wasserstoff und Lithium betragen

$$\gamma_H = (26\ 754{,}9 \pm 0{,}8)\ \mathrm{Oe^{-1}s^{-1}},$$

$$\gamma_{Li} = (10\ 396{,}8 \pm 0{,}6)\ \mathrm{Oe^{-1}s^{-1}}.$$

Bei einer Feldstärke von 10 kOe ergeben sich also Präzessionsfrequenzen von

$$f_H = 42{,}576\ \mathrm{MHz},$$

$$f_{Li} = 16{,}5461\ \mathrm{MHz}.$$

Der Kernresonanz-Effekt ist selbst bei Flüssigkeiten bei Zimmertemperatur deshalb so außerordentlich scharf, weil die Feldwirkung benachbarter Kerne klein gegen das zu messende Gleichfeld ist. In Proben reinen Wassers ergeben sich Resonanzsignale von 0,02 Oe Breite. Die Resonanzabsorption geht also bereits auf die Hälfte zurück, wenn das magnetische Feld um 0,01 Oe von dem Wert abweicht, dessen Resonanzfrequenz durch das schwache HF-Feld des Generators erregt wird.

Die AEG hat einen Magnetfeldmesser nach dem Kernresonanzprinzip entwickelt, der bei Feldstärken von 300 bis 19 000 Oe - entsprechend Resonanzfrequenzen von 1,3 bis 81 MHz (bei Wasserproben) - arbeitet. Die erreichte Genauigkeit beträgt je nach Meßfeldstärke zwischen 10^{-4} und 10^{-5}.

Eine Wasserprobe bildet bei diesem Gerät den Kern einer kleinen HF-Spule, die zusammen mit einem Drehkondensator einen Schwingkreis darstellt. Der Kreis wird durch eine Transitronröhre gerade bis zur Selbsterregung entdämpft. Die Schwingungsamplitude hängt u.a. von der durch Resonanzabsorption beeinflußten Verlustkomponente der dynamischen Suszeptibilität der Wasserprobe ab und wird bei Resonanz minimal. Zur Erzeugung eines stehenden Bildes auf einer Elektronenstrahlröhre wird das Meßfeld mit einem schwachen 50 Hz-Wechselfeld moduliert.

Messungen nach dem Prinzip der Kernresonanz tragen absoluten Charakter, da der Übertragungsbeiwert γ auf atomphysikalischen Konstanten beruht. Es ist deshalb auch strenge Proportionalität zwischen Feldstärke und Präzessionsfrequenz gewährleistet. Man hat schon vorgeschlagen, ein Feldnormal über diesen Effekt festzulegen, anstatt es auf die Einheit der Stromstärke und die Kraftwirkung zwischen zwei stromdurchflossenen Leitern zurückzuführen.

b) Messung von Kräften und Drehmomenten über Kernresonanz

Über exakte Magnetfeldmessungen mit Kernresonanz ist es nun möglich, genaue Meßverfahren mit Frequenzausgang für so wichtige mechanische Größen wie Druck und Kraft oder auch für Weg oder Winkel zu konzipieren.

Ausgehend von der Idee der elektrischen Kraft- oder Drehmomentkompensatoren mit Drehspulmeßwerken gelangt man zu der Erkenntnis, daß die herkömmlich erreichbare Meßgenauigkeit nicht zuletzt durch die Genauigkeit der magnetischen Induktion des elektromechanischen Kraftgliedes begrenzt ist.

Das elektrisch erzeugte Drehmoment M_{el} eines Drehspulmeßwerkes beträgt nämlich

$$M_{el} = I\ B\ w\ d\ h\ .$$

Dabei bedeuten I den Meßwerksstrom, B die magnetische Induktion, w die Windungszahl der Drehspule und d und h Rähmchendurchmesser und -höhe.

Gewöhnlich wird nun bei Kompensationsverfahren der Strom I so nachgeführt, daß das erzeugte Drehmoment dem Meßdrehmoment das Gleichgewicht hält. Bei bekann-

ter Induktion B kann dann aus dem Strom I das Meßdrehmoment bestimmt werden. In diesem Fall geht die Genauigkeit der magnetischen Induktion in den Gesamtfehler der Messung ein.

Hält man nun aber den Meßwerksstrom I konstant und kompensiert durch Nachführen der elektromagnetisch erzeugten Induktion B, dann hängt der Meßfehler praktisch nur noch vom Fehler des eingestellten Meßwerksstromes ab, wenn die Induktion B mit den Mitteln der Kernresonanz ermittelt wurde. Auf diese Weise ist also eine bedeutend genauere Messung von Drehmomenten oder Kräften möglich; zudem ist die Frequenz das Ausgangssignal und damit die Meßgröße digitalfreundlich erfaßt.

c) Temperaturmessung über Kernresonanz [81]

Im Marshall Raumfahrtzentrum der USA wurde kürzlich ein Thermometer für Tiefsttemperaturmessungen entwickelt, das ebenfalls den Kernresonanzeffekt ausnützt.

Eine Probe Chromtribromid oder ein anderes geeignetes Material wird in das HF-Feld eines gesteuerten Oszillators gebracht. Stimmt die Resonanzfrequenz der Atomkerne mit der Oszillatorfrequenz überein, dann findet Energieabsorption statt und die Schwingungsamplitude wird minimal. Über die Sperrschichtspannung einer Kapazitätsdiode wird die Oszillatorfrequenz auf die Resonanzfrequenz der Atomkerne nachgeführt. Die erhaltene Resonanzfrequenz ist dann ein Maß für die Temperatur.

Erfolgreiche Versuche haben bereits bei Temperaturen des flüssigen Wasserstoffs stattgefunden. Man kann jedoch bereits jetzt günstige Verhältnisse bei 4 K, der Temperatur des flüssigen Heliums voraussagen und damit den Durchbruch in der Tiefsttemperaturmessung.

4.10.3 Frequenzumsetzer mit amplitudenanaloger Rückführung [58]

Kompensierbare nichtelektrische Meßgrößen können in einem geschlossenen Regelkreis in Frequenzsignale umgesetzt werden. Aus der Abweichung zwischen Meßgröße und Kompensationsgröße bildet ein Differenzindikator das Frequenzsignal. Es werden in diesem Fall keinerlei Anforderungen hinsichtlich Stabilität und Linearität an den Aufnehmer gestellt. Das Blockschaltbild nach Bild 182 zeigt dieses Prinzip der Frequenzumsetzung in einem geschlossenem Regelkreis am Beispiel der Kraftmessung.

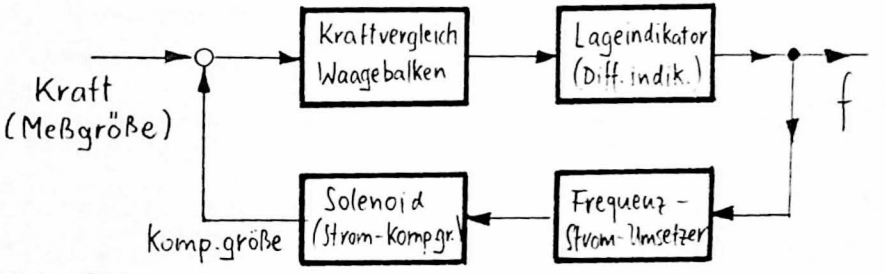


Bild 182

Ein Lageindikator setzt die Auslenkung des als Vergleicher dienenden Waagebalkens zunächst in ein Frequenzsignal um. Dieses wird über einen Frequenz-Strom-Umsetzer in einen proportionalen Gleichstrom I umgeformt. Der Gleichstrom bewirkt in einem Kraftglied die zur Kompensation notwendige Kraft. Im Gleichgewichtszustand ist dann die Frequenz f der Meßkraft F proportional.

Zur Lageanzeige wird zwar ein hochempfindlicher, aber nicht unbedingt stabiler und linearer Aufnehmer mit Frequenzausgang benötigt. Trotzdem ergibt sich eine stabile Übertragungskennlinie über die weitgehend unveränderlichen Glieder in der Rückführung.

Literaturverzeichnis

[1] Keidel W.D., Physiologie, Georg Thieme Verlag, Stuttgart, 1967

[2] Steinbuch K., Automat und Mensch, Springer Verlag, Berlin, 1963, 2.erweiterte Auflage

[3] PDV-Berichte 1/1971, GfK Karlsruhe, Studie zum 2.DV-Förderungsprogramm der Bundesregierung, erstellt von der VDI/VDE-Fachgruppe Regelungstechnik

[4] Steinbuch K., Taschenbuch der Nachrichtenverarbeitung, Springer Verlag, Berlin, 1967, 2.Auflage

[5] Tou J.T., Digital and Sampled-data Control Systems, McGraw-Hill Book Company, New York, 1959

[6] Muehlner J.W., Trends in missile and space radio telemetry, Jahrbuch 1962 der WGLR, 53-65, Friedrich Vieweg & Sohn, Braunschweig

[7] Walz R., Codierung und Telemetriesysteme, Diplomarbeit am Institut für Meß- und Regelungstechnik der TU München, o.Prof.Dr.-Ing. G.Schmidt, Betreuer Dr.H.-R.Tränkler, März 1972

[8] Young R.E., Telemetry Engineering, Iliffe Books Ltd., London, 1968

[9] Gruenberg E.L., Handbook of Telemetry and Remote Control, McGraw-Hill Book Company, New York, 1967

[10] Herrmann H., Zuverlässigkeitsverfahren für die Prozeßmeßtechnik, R. Oldenbourg Verlag, München Wien, 1972

[11] Susskind A.K., Notes on Analog-Digital Conversion Techniques, Chapman & Hall, London, 1957

[12] VDI-Berichte, Nr. 78, Digitale Meßtechnik, VDI-Verlag, Düsseldorf, 1964

[13] Marko H., Die Fehlerkorrekturverfahren für die Datenübertragung auf stark gestörten Verbindungen, NTF, Bd.25, Fernwirktechnik IV, 1962

[14] Johnson P., Digital system continuously converts transducer data into meaningful units, Electronics, 38, 1965, 5, 102-107

[15] Kaps G., Klinck M., Controller for frequency-analogous measured values, Joint Automatic Control Conference, Paper No.6-E5, 1971

[16] Molnár K., Continuous error correction of transducers with frequency output signal by an electronic method, IMEKO 1970, B-111, HU 233, 1-17

[17] Kaps G., Scaling of frequency analogous measured values, IFAC 1968, Budapest,

[18] Kollataj J.H., Harkonen T., Integrated circuits in action: part 10, Linearizing sensor signals digitally, Electronics, 41, 1968, 5, 112-121

[19] Tränkler H.-R., Entwicklung eines Digital-Meßumformers, Winkel-Frequenz-Umsetzer, interner Bericht, Dez.1970

[20] Schmid H., An Electronic Design practical guide to d/a (a/d) conversion, Electronic Design, 22, Oct.24, 1968 bis 1, Jan.4, 1969

[21] Borucki L., Dittmann J., Digitale Meßtechnik, Springer Verlag, Berlin, 1971, 2. Auflage

[22] Hoeschele D.F., Analog-to-Digital/Digital-to-Analog Conversion Techniques, John Wiley & Sons, New York, 1968

[23] Dokter F., Steinhauer J., Digitale Elektronik in der Meßtechnik und Datenverarbeitung, Deutsche Philips, Hamburg, 1970

[24] Pearman C.R., Popodi A.E., How to design high-speed D-A-Converters, Electronics, 37, 1964, 8, 28-32

[25] Tränkler H.-R., Reiniger K.-D., Digital-Analog-Umsetzer mit FET-Schaltern, Elektronik, 21, 1972, 2, 39-43

[26] Beuter R., Digital-Analog-Umsetzung mit Kettenleitern, Elektronik, 18, 1969, 11, 325-330

[27] Centner R.M., Wilkinson J.R., New Approach to serial decoding eliminates static storage, Electronics, 35, 1962, Aug.24, 32-35

[28] Fuchs H., Könitzer L., Digitale Meßwerterfassung, VEB Verlag Technik, Berlin, 1966

[29] Dean K.J., Digital Instruments, Chapman and Hall, London, 1965

[30] Vordermaier J., Analog-Digital-Wandler, Diplomarbeit am Institut für Meß- und Regelungstechnik der TU München, o.Prof.Dr.-Ing.L.Merz, Betreuer Dr.H.-R.Tränkler,

[31] Waller W. F., Digital Instruments, Product Journals Ltd., London, 1968

[32] Kursmaterialien zur Automatisierung, Systemanalyse und Systemkontrolle, Nr.40, Digitale Meßwerterfassung und -übertragung, TU Berlin, als Manuskript veröffentlicht

[33] Reinisch G., Meßtechnische Eigenschaften und Grenzen der Analog-Digital-Umformer, NTF, Bd.20, Neuere Probleme der Meßtechnik, 1961

[34] Kaufmann E.N., Digital Transducers, Instruments & Control Systems, 41, 1968, 3, 105-107

[35] Daley F.D., Analog-to-Digital Conversion Techniques, Electro-Technology, 79, 1967, 5, 34-39

[36] Euler K., Neue Prinzipien zur Analog-Digital-Umwandlung und deren optimale Auslegung, Frequenz, 17, 1963, 10, 364-370

[37] Müller W., Die Analog-Digital-Umsetzung, Elektronik, 14, 1965, 10, 307-310

[38] Grave H.F., Kleegrewe C., Analog-Digital-Umsetzer, Z.Instr., 73, 1965, 9/10, 236-242

[39] Bladowski R., Grau J., Uhlenbrock W., Ein schneller 10-bit-Analog-Digital-Umsetzer mit MSI-Elementen, Internat. Elektron.Rdsch., 23, 1969, 3, 57-63

[40] Friauf W.S., Dynamic characteristics of Analog-Digital Converters, Instrum. Control Syst., 38, 1965, 1, 111-114

[41] Uphill A.J., Use of the transistor as a switch in precise analogue-digital-convertor circuits, Proc. IEE, 111, 1964, 8, 1385-1392

[42] Hartenstein R., Zörner K.-H., Der "Servo-Zähler", ein Analog-Digital-Wandler, ATM, Lfg.331, 1963, 8, R 101-103

[43] Breunig H., Kürner H., Elektronische Spannungs-Frequenz-Umformer für die Digitalmeßtechnik, ATM, Lfg. 356, 1965, R 113-118

[44] Velasevic D., Reducing line frequency noise, rejection in A-D Converters, Control Engng., 15, 1968, 8, 73-75

[45] Skyles R.W., An integrating DVM, Instrum.Control Syst., 40, 1967, 1, 75-78

[46] Ammann S.K., Noise-proofing a digital voltmeter with off-the-shelf microelectronics, Electronics, 37, 1964, 29, 92-96

[47] Schick L.L., A Comparatorless Dual-Slope Digital Voltmeter, IEEE Trans. IM, 17, 1968, 3, 186-192

[48] Ammann S.K., Dual Slope DVM, The Electronic Engineer, 26, 1967, 7, 66-67

[49] Aasnaes H.B., Harrison T.J., Triple play speeds a-d conversion, Electronics, 41, 1968, 9, 69-72

[50] Jones J.R., Combined dual-triple ramp ADC, IBM Technical Disclosure Bulletin, 11, 1969, 8, 932-933

[51] Kleegrewe C., Analog-Digital-Umsetzer auf magnetischer Basis, AEG-Mitt., 53, 1963, 3/4, 92-93

[52] Borucki L., Der Skalenstreckenumsetzer - ein neuer Analog-Digital-Umsetzer, ATM, Lfg. 332, 1963, 9, 207-208

[53] Chapin W.E., A summary of digital-transducer developments and techniques, TIC Summary Report No. 1, July 15, 1965, Transducer information center, Battelle Memorial Institute, AD 465 867

[54] Collins G.B., Survey: Digital Instrumentation and Computer Interface Methods and Developments, Part 1: Signal handling and computer interfaces, Part 2: Digital Instruments, Conf. on Industrial Measurement Techniques For On-Line Computers, IEE, June 11-13, 1968,

[55] Metrophysics, Inc., Advanced Transducers, Phase A: Investigation of Digital Transducers and Digital Compatibility Techniques, Nov. 1965, NASA CR - 69543

[56] Grave H.F., Digitale Meßgrößenaufnehmer, Industrie-Anzeiger, 93, 1971, Okt., 2131-2133

[57] Landvogt G., Meyer-Ebrecht D., Frequency Analogy - A Powerful Tool for Process Instrumentation, IFAC 1972, Paris,

[58] Gast Th., Die Umformung analoger Größen in eine Frequenz bei Meßeinrichtungen und Meßfühlern in Laboratorien und Produktionsbetrieben, INTERKAMA 1971, Themengruppe 11: Neue Wege der Betriebsmeßtechnik

[59] Agar J., Frequency Modulating Transducers, The Radio and Electronic Engineer, 38, 1969, 2, 89-97

[60] Kliever W.H., Principles and Techniques for Direct-Reading Digital Transducers, IRE Trans. on Ind.Electr., PG IE-5, April 1958, 37-45

[61] Knorring V.G., Mechanism of the operation of Measurement Transducers with frequency output, Meas.Tech. (USA), 1966, 8, 1045-48

[62] Sherwood W.M., The Search for a True Digital Transducer, Control Engng., 16, 1969, 10, 95-98

[63] Kompass E.J., What About Digital Transducers?, Control Engng., 1958, 7, 94-99

[64] Gossel D., Meßsysteme und Regelungen mit Frequenzsignalen, msr, 14, 1971, 22-28

[65] Schuster S., Boes Ch., Digital-Meßfühler, X. Int.Wiss. Koll. TH Ilmenau 1965, Vortragsreihe Meßtechnik, 35-39

[66] Cerni R.H., Transducers in Digital Process Control, Instrum. Control Syst., 37, 1964, 9, 123-126

[67] Novitskii P.V., Provision of Frequency Transducers for all electrical and nonelectrical Quantities, Izmeritel'naya Tekhnika, 1961, 4, 16-21

[68] Russell A., Digital Conversion of mechanical quantities, Instrum.Rev., 15, 1968, 168-173, 237-241

[69] Sydenham P.H., An optical incremental shaft resolver using plastic radial gratings, J.sci.Instr., 44, 1967, 2, 146-150

[70] Miller W., Photoelektrische Längen- und Winkelmeßsysteme, Der Elektroniker, 7, 1968, 2, 61-66

[71] Pabst W., Digitale Lagemessung an Arbeitsmaschinen, ATM, Lfg. 332, 1963, 9, R 113-119

[72] Schede R.W., Interferometers for Use as Integral Parts of Machine Tools, IEEE Trans. on IGA, 3, 1967, 4, 328-332

[73] Robertson C.W., Industrial Measurement with Lasers, Ind. Electronics, 6, 1968, 1, 11-15

[74] Willisen F.K., Glantschnig F., Ein automatisches Laser-Interferometer für industrielle Längenmessungen, Brown Boveri Mitt., 55, 1968, 1/2, 48-58

[75] Budzilovich P.N., Lasers Boost Machine Tool Accuracy, Control Engng., 15, 1968, 12, 62-66

[76] Glantschnig F., Digitale Längenmeßgeräte hoher Auflösung, Brown Boveri Mitt., 54, 1967, 4, 172-179

[77] Cerni R.H., Foster L.E., Instrumentation for engineering measurement, John Wiley & Sons, New York, 1970, 4.Aufl.

[78] Raible B., Binär codierte Maßstäbe, Elektronik, 16, 1967, 3, 71-74

[79] Taillebois M.J., Winkelcodierer für die digitale Meßtechnik, Elektroniker 6, 1967, 4, 190-196

[80] Becker D., Pabst W., Ein optischer Winkelkodierer, AEG-Mitt., 54, 1964, 5/6, 398-402

[81] Schuler A.E., Digital Transducers - Types and Trends, Instrumentation Technology, 1969, 12, 41-46

[82] U.S.Naval Air Development Center, AD 295 673, Digital Transducer Research Program, 5935-M, Final Report, No. NADC-ED-L6291, Dec.12, 1962

[83] Ludewig F.A., Digital Transducer: Force input ... Binary coded output, Control Engng., 8, 1961, 6, 107-109

[84] Gertz D., Leavitt L., Problem: standardizing instruments- Solution: digital systems, Electronics, 37, 1964, 27, 65-70

[85] Stern E., Solid-state sensors in process control, Electr.Engng., 82, 1963, 5, 332-335

[86] Serra G.F., Force-Balance Principle Raises Accuracy of Digital Pressure Transducer, ISA Journal, 13, 1966, 8, 51-54

[87] Wightman E.J., Digital Process Control Transducers, Instrum.Practice, 21, 1967, 5, 456-459

[88] Katsnelson A.Sh., Mityashin I.P., Reference Instruments Based on the Principle of Digital Force Balancing, Instrument Construction, 1966, 7, 27-29

[89] Klose M., Digitale Messung von Frequenz, Zeit, Drehzahl und Mengenwerten, Elektro-Anz., Ausg.ges.Ind., 19, 1966, 16, 349-352

[90] Leitz H., Aufbau und Funktion der elektronischen Tachymeter Reg Elta 14 und SM 11, ihre Leistungsfähigkeit und Hinweise auf ihren Gebrauch, in Elektronische Tachymetrie, Herbert Wichmann Verlag, Karlsruhe, 1971

[91] Craddock M.J., Brittain W.J., A digital device for measuring torque, Ind. Electronics, 3, 1965, 6, 258-261

[92] Rohrbach Ch., Handbuch für elektrisches Messen mechanischer Größen, VDI-Verlag Düsseldorf, 1967

[93] Merz L., Grundkurs der Meßtechnik, Teil II: Das elektrische Messen nichtelektrischer Größen, R.Oldenbourg Verlag, München, 1975, 4.Auflage

[94] Ponstingl J.C., Digital Tachometer Generator Systems, IEEE Trans. on IGA, 2, 1966, 1, 65-76

[95] Salowe S., Carter W.C., Digital Instruments for accurate Strip-Process Measurements, Westinghouse Engng., 21, 1961, 4, 117-122

[96] Rodely A.E., The Swirl Flowmeter, Instr.&Control Syst., 41, 1968, 3, 109-112

[97] Walls W.R., Digital on-line process control, Ind. Electronics, 5, 1967, 10, 436-440

[98] Noble F.W., Dual Frequency Ultrasonic Fluid Flowmeter, Rev. Sci. Instr., 39, 1968, 9, 1327-1331

[99] Grave H.F., Elektrische Messung nichtelektrischer Größen, Akademische Verlagsgesellschaft, Frankfurt, 1965

[100] Rudd M.J., A laser Doppler velocimeter employing the laser as a mixer-oscillator, J. Sci.Instr., Ser.2, 1968, 7, 723-726

[101] Skugorov V.N., Vibrating wire transducers for measuring force and pressure, Instrument Construction, 1966, 1, 1-3

[102] Gast Th., Neuere Beispiele für die Anwendung regelungstechnischer Prinzipien in der Meßtechnik, VDI-Zeitschr. 113, 1971, 5, 347-353

[103] Gast Th., Akustische Rückkopplung als Hilfsmittel bei der Bestimmung von Staubkonzentrationen mit Hilfe eines schwingenden Bandes, Staub-Reinhaltung der Luft, 30, 1970, 6, 235-238

[104] Allwood H.I.S., Drinkwater J.W., The acoustic strain gauge torsionmeter, J.Sci.Instr.(J.Physics E), 3, 1970, 2, 105-110

[105] Voutsas A.M., Twisted Beam Transducer: Frequency Shifts in Vibrating Modes of Beams under Twist, AIAA-Journal, 1, 1963, 4, 911-913

[106] Agar J., On-line Liquid and Gas Density Measurement-Advantages of Frequency Domain Transducers, Meas. and Control, 1, 1968, 1, 14-15

[107] Halford R.J., Pressure Measurement Using Vibrating Cylinder Pressure Transducer, Instr.Practice, 18, 1964, 8, 823-829

[108] Sinjuchin Ju.A., Skugorow W.N., Stabförmige Frequenzwandler, Feinwerktechnik, 73, 1969, 9, 384-386

[109] Landvogt G., Schwingende Blattfeder als frequenzanaloger Meßgrößenaufnehmer, ETZ-B, 24, 1972, 11, 259-261

[110] Landvogt G., A Novel Frequency Analog Force Transducer with Vibrating Plate, IMEKO 1971, Measurement of Force and Weight, Delft

[111] Benedek Z.M., Intraub J., Digital Controller for Precise Air-Pressure Supply, Control Engng., 1971, 9, 55-56

[112] Kowalewskaja W.W., Potapkin W.K., Elektroakustischer Meßumformer für Temperatur in Frequenz, Feinwerktechnik, 70, 1966, 7, 340-342

[113] Dorsch D., Stimmgabel-Gasdichtemesser mit linearisierter Kennlinie , Chemie-Ing.-Techn., 41, 1969, 17, 958-962

[114] Leopold H., Die digitale Messung der Dichte von Flüssigkeiten, Elektronik, 1970, 9, 297-302

[115] Heckle M., Ein neues Durchflußmeßverfahren mit Frequenzausgang, Meßtechnik, 79, 1971, 9, 207-214

[116] Hammond D.L., Benjaminson A., The crystal resonator - a digital transducer, IEEE spectrum, 1969, 4, 53-58

[117] Hammond D.L., Benjaminson A., Linear Quartz Thermometer, Instr.&Control Syst., 38, 1965, 10, 115-119

[118] Hewlett-Packard, A Quartz Thermometer, Instr.Practice, 19, 1965, 10, 907-910

[119] Smith W.L., Spencer W.J., Quartz Crystal Thermometer for Measuring Temperature Deviations in the 10^{-3} to 10^{-6} °C Range, Rev.Sci.Instr., 34, 1963, 3, 268-270

[120] Stansch H.C., A Linear Temperature Transducer with Digital Output, Instrument Society of America, 19th Annual ISA Conference, Oct.12-15, 1964, New York, Preprint Number 11.2-2-64

[121] Hammond D.L., Adams Ch.A., Schmidt P., A Linear Quartz Crystal Temperature Sensing Element, 19th Annual ISA Conference, Oct 12-15, 1964, New York, Prepr.11.2-3-64

[122] Gspan P., Vauda A., Jeric S., Simonic M., Mikrotehnica s kremenovim oscilatorjem, Elektrotehn.Vestnik., 32/33, 1965/66, 10/12, 296-298

[123] -, Schwingquarze als Meßgrößenwandler für Gewicht, Feuchte und Temperatur, Radio Mentor, 1965, 9, 736-737

[124] Hinkelmann H., Die Ermittlung der Dichte des Seewassers in situ aus Messungen der elektrischen Leitfähigkeit, des Druckes und der Temperatur, Habilitationsschrift Universität Kiel, 1963

[125] Petersohn U., Oszillatoren für das Frequenzverfahren mit exakt linearen Zusammenhängen zwischen Meßwiderstand und Frequenz, Frequenz, 24, 1970, 11, 336-339

[126] Hinkelmann H., Petersohn U., Realisierbarkeitsbedingungen für einstellbare Phasenschieber für Oszillatoren zum Frequenzverfahren, Frequenz, 24, 1970, 11, 333-335

[127] Petersohn U., Ein optimaler Oszillator mit einer vorgegebenen linearen Eichkurve zur Messung von Temperaturen, Z.angew.Physik, 28,1969,2, 91-94

[128] Petersohn U., Der Zusammenhang von Widerstand und Frequenz in linearen Meßoszillatoren, Z.angew.Physik, 27, 1969, 5, 318-320

[129] Sokolov L.N., Errors in Transducers with Frequency Output, Meas.Tech., 1966, 7, 955-958 (transl.)

[130] Lopatin B.A., Granitskaya L.A., Application of RL Generators as Frequency conductometric Transducers, Meas.Tech., 1967, 5, 596-600 (transl.)

[131] Mehta V.B., Comparison of RC networks for frequency stability in oscillators, Proc.IEE, 112, 1965, 2, 296-300

[132] Azarkin V.A, Popov V.S., Yakovlev D.P., Converter of small resistance and capacitance deviations into Frequency, Mech.Tech., 1968, 8, 1076-81, (transl.)

[133] Kupfer R., Konzeption von Oszillatoren für frequenzanaloges Messen, Diplomarbeit am Institut für Meß-und Regelungstechnik der TU München, o.Prof.Dr.-Ing.G.Schmidt, Betreuer Dr.H.-R.Tränkler

[134] Meyer D., Ein Verfahren zur Umformung von Meßgrößen in Frequenzen, Philips Technische Rundschau, 29, 1968, 3/4, 131-138

[135] Meyer D., Präzisions- ΔR- Δf-Umformer für frequenzanaloges Messen mit DMS, VDI-Berichte, Nr. 137, 1970, 41-44

[136] Meyer-Ebrecht D., Meßumformer für frequenzanaloge Instrumentierungssysteme, ETZ-B, 24, 1972, 10, 243-246

[137] Lövborg L., A linear temperature-to-frequency converter, J.sci.Instr., 42, 1965, 611-614

[138] Peake E.R., Zias A.R., Egan J.V., Solid-State Digital Pressure Transducer, IEEE Trans. ED, 16, 1969, 10, 870-876

[139] Mc Devitt J.B., Harrison D.R., Lockman W.K., Measurement of Pressures and Heat Transfer by FM Telemetry, IEEE Trans. on AES, 2, 1966, 1, 2-12

[140] Grady R.F., Cramp M.G., Direct Measurement of Generator Winding Temperature Using a Miniature Transmitter, IEEE Trans. on PAS, 84, 1965, 11, 1073-80

[141] Szecsi L., Kugelförmiger Miniatursender für Temperaturmessung, Int.Elektron.Rdsch., 1966, 1, S.33

[142] Bening F., Ein Resonanzkreis ohne L, Nachrichtentechnik, 16, 1966, 2, 63-68

[143] Herchner D., Minner W., Die Wirkungsweise und das Verhalten eines integrierten, direktgekoppelten Gyrators, Frequenz, 24, 1970, 8, 243-251

[144] Tietze U., Schenk Ch., Halbleiter-Schaltungstechnik, Springer-Verlag, Berlin, 1969, 11.7 Der Gyrator

[145] Schöfer W., Spannungs-Frequenz-Umsetzung zur Meßwerterfassung, Int.Elektron.Rdsch., 22, 1968, 9, 237-238

[146] Arandjelovic V., Vojinovic M., Kovac B., Digital Measurement of Temperature by PNPN controlled Switch IMEKO 1970, B-425, YU-119, 1-10

[147] Flohrer W., Oszillatoren guter Frequenzkonstanz nach dem Relaxationsprinzip, Frequenz, 22, 1968, 2, 35-43

[148] Lupic A., Kovac B., Application of a pnpn Switch to Temperature Control, Electr.Engng., 39, 1967, 467, 28-29

[149] Meyer-Ebrecht D., Entwurfsprinzipien für Präzisions-Relaxationsoszillatoren, Berichtsband zum 4.Mikroelektronik-Kongreß in München, 9-11 Nov.1970, R.Oldenbourg Verlag, München, 1970

[150] Wortman J.J., Monteith L.K., Semiconductor Mechanical Sensors, IEEE Trans. on ED, 16, 1969, 10, 855-860

[151] Holm K., Thermistor thermometer based on an astable multivibrator, Electr.Engng., 1968, 12, 700-702

[152] Gossel D., Multivibratorschaltungen mit Transistoren für extrem große kontinuierlich steuerbare Frequenzvariation, NTZ, 1962, 10, 511-519

[153] Kuo C.K., Sikorski M.E., Scheibner E.J., MOS Transducers with Digital Measurement Capability, Proc. of the IEEE, 56, 1968, 9, 1599-1600

[154] Fetisov M.M., Method of converting electrical circuit parameters into frequency variations, Meas.Tech. transl. from Izmeritel'naya Tekhnika, 1964, 1, 32-34

[155] Kneller V.Yu., Sokolov L.N., Bridge converters of resistance, capacitance and inductance into frequency, Meas.Tech., transl.from Izmeritel'naya Tekhnika, 1963, 6, 22-26

[156] Hyde J.L., Nuclear Digital Transducers, Marine Sciences Instrumentation, ISA, 1963, 2, 173-181

[157] Hyde J.L., Developing Digital Transducers, ISA Journal, 1963, 6, 55-60

[158] Feistman M.L., Brown P.E., A Family of Digital Transducers, IEEE Trans. on AS, 1963, 1, 7-14

[159] Hermann P.K., Genaue Messung magnetischer Felder mit dem Kernresonanzfeldmesser, Proc. of the 5th Int. Instr.and Measurements Conf., Sept.13-16, 1960, Stockholm, Academic Press Publishers, New York, 1961

Weitere Arbeiten des Verfasser, ohne Textzitat:

[160] Tränkler H.-R., Erhöhung der Übertragungsgenauigkeit stark schwankender Meßwerte durch einen Meßkanal mit digitaler Logarithmierung, Archiv f. techn. Messen,
Teil I Lfg. 414 (1970) 7, S.165-168, J 082-18
Teil II Lfg. 415 (1970) 8, S.179-182, J 082-19
Teil III Lfg. 416 (1970) 9, S.209-214, J 082-20
Teil IV Lfg. 417 (1970) 10, S.225-228, J 082-21

[161] Tränkler H.-R., Ein linearer harmonischer Meßoszillator, ETZ-B, 25, 1973, 9, 220-222

[162] Tränkler H.-R., Rechnerangepaßte Meßglieder mit Frequenzausgang, Acta Imeko 1973, IMEKO VI, 17.-23. Juni 1973, Dresden, B-314

[163] Freyberger F., Tränkler H.-R., Art und Anforderungen an die Komponenten eines prozeßrechnerorientierten Instrumentierungssystems auf der Basis der Frequenzumsetzung, Projekt PDV der GfK Karlsruhe, PDV-Entwicklungsnotiz, Sept.1973 (6-IMR-9/73)

[164] Freyberger F., Tränkler H.-R., Motivierung der frequenzanalogen Signaldarstellung in digitalen prozeßrechnerorientierten Instrumentierungssystemen, Projekt PDV der GfK Karlsruhe, Sept. 1973 (7-IMR-9/73)

[165] Eibl K., Tränkler H.-R., Das Differenzprinzip zur Linearisierung eines induktiven Längenmeßumformers mit Frequenzausgang, Meßtechnik, 82, 1974, 1, 13-18

[166] Freyberger F., Geißler Ch., Tränkler H.-R., Spezifische Eigenschaften eines prozeßrechnergeführten Instrumentierungssystems mit Frequenzumsetzung, Fachtagung Prozeßrechner 1974, Karlsruhe, 10/11.Juni 1974, Lecture Notes in Computer Science, Springer, Vol. 12

[167] Tränkler H.-R., Zeller P., Digital-Frequenz-Umsetzung nach dem Prinzip der PLL-Frequenzsynthese, 1975 in rt

[168] Freyberger F., Landvogt G., Schröder G., Tränkler H.-R., Nutzung der frequenzanalogen Signaldarstellung für die Prozeßlenkung mit DV-Anlagen, PDV-Bericht der Gesellschaft für Kernforschung, KFK - PDV 30, Dez. 1974

[169] Tränkler H.-R., Meßwerterfassung auf der Basis frequenzanaloger Signaldarstellung, Archiv f. techn. Messen, Lfg. 474/475 (1975) 7/8, S. 133-138, J 077-7

[170] Freyberger F., Schulze E., Tränkler H.-R., Optoelektronische Quasianaloganzeige für analoge und digitale Signale, Projekt PDV/GfK Karlsruhe, Mai 1974 (30-IMR-1/75)

[171] Tränkler H.-R., Strukturen von Meßsystemen, Beitrag zum Thema: Theoretische Grundlagen der Meßsysteme, VDI/GMR, A 1.6, Nov. 1974

[172] Tränkler H.-R., A Basic Sensor Component for the Acquisition of Mechanical Parameters by Means of Frequency Signals and some typical Applications, IMEKO VII, 10.-14. Mai 1976, London, Section: Measured Variables, BTS/270

Stichwortverzeichnis

Abfragebereitschaft 23
Ablaufsteuerung 103
Ablaufdiagramm 69, 73, 110, 130, 131
Abtastdauer 20
Abtastfehler 18, 19, 21, 22
Abtastfehler von Codescheiben 173
Abtastfrequenz 18, 19, 20
Abtastkopf 166
Abtastperiode 18, 34
Abtastplatte 166
Abtasttheorem 18
Abtast- und Haltekreis 116
Abtast- und Haltekreise zur DAU 71
Abtastung von Codescheiben 172
Abtastung, zyklische 18
ADU (Analog-Digital-Umsetzer) 90
ADU, dual-slope-Umsetzer 93, 150
ADU, Funktionsprinzipien 91
ADU, Impulsbreitenumsetzer 142
ADU, Inkrementalumsetzer 92, 96, 97
ADU, integrierend 141, 146, 150, 159
ADU, Kaskadenumsetzer 129
ADU, Laufzeitumsetzer 129
ADU, magnetisch erzeugte Zwischengröße 159
ADU mit Kathodenstrahlröhre 161
ADU mit Ladungshalbierung 121
ADU mit mechanischer Zwischengröße 161
ADU mit Servomotor 163
ADU mit Taktsteuerung 102
ADU mit Zwischengrößen 140
ADU, Nachlaufumsetzer 92, 97
ADU ohne Taktsteuerung 92, 129
ADU, parallel 93
ADU, sequentiell 92, 129
ADU, seriell 92, 102, 129
ADU, seriell-parallel 137
ADU, Servoumsetzer 92, 97
ADU, Spannungs-Frequenz-Umsetzer 146
ADU, Stufenumsetzer 102
ADU, sukzessive Approximation 102
ADU, Übertragungskennlinie 91
ADU, Zweirampenumsetzer 150
ADU, zyklischer 107, 114
Akustische Resonanz zur Temperaturmessung 220
Amplitudenanaloge Rückführung 299
Amplitudenbedingung 237
Amplitudengang 21
Amplitudenregelung 240
Analog-Digital-Umsetzer (s. ADU) 13, 14, 46, 90
Analogspeicher 66, 67
Antiparallelschaltung 167
Anwendungsbeispiele für LC-Oszillatoren 264
Anwendungsbeispiele für nukleare Impulsratensteuerung 293
Anwendungsbeispiele für RC-Generatoren 254
Astabiler Multivibrator mit MOS-Sensor 287
Ausfallerkennung 28
Auslöseschwelle 34
Auflösungsvermögen 165, 168
Auswahl der Strahlungsquelle 290

Bandbreite 31
Beurteilungskriterien für Frequenzsignale 35
Biegeschwinger zur Dichtemessung 224
Bimetall-Thermometer 294
Binärcode 50, 55, 65

Binärcodierung 91
Binärmultiplizierer 86
Binary Rate Multiplier 38
Bipolarer Betrieb 49, 128
Bit-seriell 30
Bourdonrohr-Druckmeßfühler 294
BRM 38

Capcoder 121
Check-out systems 18
Codescheibe 171
Codeumsetzer 28
Codewandler 175
Codierte digitale Signale 23
Codierte Längen- und Winkelmaßstäbe 14, 171
Codiertes Ausgangssignal, Meßverfahren mit 171
Curie-Temperatur 185

Datenübernahme 23, 24
Datenübertragung 23
Datenvorverarbeitung 38
DAU (Digital-Analog-Umsetzer) 46
DAU, nichtlineare 64
DAU, parallel 47,48
DAU, seriell 47, 66
DAU, zyklischer 75
DAU für BCD-Code 59
DAU mit Abtast- und Haltekreisen 71
DAU mit Impulsbreite als Zwischengröße 83
DAU mit Impulsfrequenz als Zwischengröße 86
DAU mit invertiertem Kettenleiter 62
DAU mit Ladungshalbierung
DAU mit Spannungssummierung 50
DAU mit Stromsummierung 51
DAU mit Wechselspannungsausgang 64
DAU mit Widerstands-Kettenleiter 56
DAU mit Zwischengröße 81
DAU nach Shannon-Rack 67
DDA-Technik 38
Dichtebestimmung mit schwingenden Röhren 214
Dichtemessung, digitale 188
Differenzdruckmessung, digitale 267
Differenzprinzip 43, 213
Digital-Analog-Umsetzer (s. DAU) 13, 46
Digital Differential Analyzers 38
Digitale Dichtemessung 188, 224
Digitale Differenzdruckmessung 267
Digitale Drehzahlmessung 196
Digitale Druckmessung 183, 186, 189, 208, 216, 220, 230, 260, 270
Digitale Druckmessung mit schwingender Membran 220
Digitale Druckmessung mit Schwingquarz 230
Digitale Druckmessung mit Schwingsaite 208
Digitale Druckmessung mit Schwingzylinder 216
Digitale Druckmessung mit Stabschwingern 216
Digitale Durchflußmessung 199, 201, 224
Digitale Fernmessung von Druck und Temperatur 270
Digitale Feuchtemessung 234
Digitale Frequenzmessung 14, 33
Digitale Gasdichtemessung 223
Digitale Geschwindigkeitsmessung (Doppler) 203
Digitale Kraftmessung 175
Digitale Kraftmessung mit schwingender Platte 217
Digitale Kraftmessung mit Schwingsaiten 206
Digitale Kraftmessung mit Stabschwingern 216
Digitale Längenmessung 165, 266, 293
Digitale Längenmessung auf magnetischer Basis 179
Digitale Längenmessung mit Schwingsaite 207
Digitale Massenbestimmung 210
Digitale Meßfühler 165
Digitale Messung elektrischer und nichtelektrischer Größen 17
Digitale Meßverfahren 165
Digitale Meßverfahren durch Kompensation der nichtelektrischen Größe 186

Digitale Meßverfahren mit elektromechanischen Oszillatoren 204
Digitale Meßverfahren mit harmonischen Oszillatoren 234
Digitale Meßverfahren mit Quarzoszillatoren 226
Digitale Meßverfahren mit Relaxationsoszillatoren 277
Digitale Meßverfahren mit schwingenden Platten 217
Digitale Meßverfahren mit schwingenden Röhren 214
Digitale Meßverfahren über Impulszahl, Zeit oder Frequenz 190
Digitale Streckenbestimmung 191
Digitale Temperaturmessung 183, 184, 220, 258, 268
Digitale Temperaturmessung mit Quarzthermometer 227
Digitale Torsionsmessung 210
Digitale Torsionswinkelmessung 194
Digitale Ultraschall-Flüssigkeits-Standmessung 182
Digitale Wägung 255
Digitale Wägung mit Schwingquarzen 233
Digitale Winkelmessung 165
Digitale Winkelmessung mit Schwingbändern 211
Digitaler Halbleiter-Druckmeßfühler 260
Direkte digitale Meßwerterfassung 165
Diskriminator 291
Division von Frequenzsignalen 39
Doppelbasis-Diode 285
Doppler-Prinzip zur Geschwindigkeitsmessung 203
Drehmomentmessung über Kernresonanz 297
Drehzahldifferenzmessung, digitale 198
Drehzahlmessung, digitale 196
Druckmessung, digitale 183, 186, 189, 208, 216, 220, 230, 260, 270
Dual-slope-Umsetzer 93, 150
Durchflußmessung, digitale 199, 201
Durchflußmessung über selbsterregte Schwingungen 224
Dynamik 63

Echtzeitbetrieb 23
Einschrittiger Code 28, 173, 174
Elektrische Inkrementalumsetzer 96
Elektrische Oszillatoren 235
Elektromechanische Handelswaage 255
Elektromechanische Oszillatoren 204, 223
Exklusiv-ODER-Schaltung 175
Extrapolation nullter Ordnung 18, 19
Evolutionstechnik 15

Fehlererkennende Codes 31
Fehlererkennung 32
Fehlerkorrektur 32
Fehlerkorrigierende Codes 31
Fernmessung 25
Fernmessung von Druck und Temperatur, digitale 270
Fernübertragung 25
Feuchtemessung mit Schwingquarz 234
Filterung 82
Filterung, integrierende 35
Filterwirkung 36, 37
Fire-signal 24
Flag-signal 24
Flüssigkeitsdichtemessung mit Biegeschwinger 224
FM/FM-Telemetrie 25
FM-Miniatursender zur Temperaturmessung 268
Frequenz-Digital-Umsetzung 33
Frequenzgang 21
Frequenzhub 35
Frequenzmodulation 36
Frequenzmultiplex-Verfahren 31
Frequenzsignal 14, 15, 23, 24, 33, 35, 38
Frequenzumsetzer mit amplitudenanaloger Rückführung 299
Frequenzumsetzung mit Dehnungsmeßstreifen 255
Funktionsprinzipien von ADU 91

Galvanische Trennung 29
Gasdichtebestimmung mit Stimmgabel 223
Gasdichtemessung mit Schwingzylinder 216

Genauigkeit 24, 106
Geschwindigkeitsmessung, digitale 203
Gleichtaktunterdrückung 43
Gray-Code 28, 173, 174, 177
Grenzfrequenz 85
Gyrator 271, 273
Gyrator im LC-Schwingkreis 274

Haltekreis 19, 20
Hamming-Distanz 32
Harmonische Oszillatoren 234
Hybride Technik 47

Impulsbreiten-DAU 83
Impulsbreitenumsetzer 142
Impulsformerstufe 34
Impulsfrequenz-DAU 86
Impulsgeber, lichtelektrischer 197
Impuls-Laufzeitmethode zur Durchflußmessung 201
Impulsraten-Steuerung über nukleare Strahlung 289
Induktionsloser LC-Oszillator mit Gyrator 271
Induktive Längenmessung über Periodendauersignal 266
Induktive Meßfühler 236
Induktiver Drehzahlgeber 197
Informationsstelle 33
Inkrementale Längen- und Winkelmaßstäbe 14
Inkrementale Meßverfahren für mechanische Größen 165
Inkrementaler Längenmaßstab 166
Inkrementalumsetzer 92
Inkrementalumsetzer, elektrische 96
Inkrementalumsetzer mit Zähleraufteilung 100
Integration (als Rechenoperation) 38, 39
Integrationsverstärker 276, 280
Integrierende Filterung 35
Integrierende Umsetzer 141
Interferenzstreifen 170
Interferometer 168
Invertierter Widerstands-Kettenleiter 62

Kalorimetrie 230
Kaltleiter-Komparatoren 184
Kapazitive Meßfühler 236
Kaskadenprinzip 51
Kaskadenumsetzer 129
Kernresonanz 294
Kernresonanz zur Temperaturmessung 298
Kettenleiter 49, 56
Kettenleiter, invertiert 62
Kettenleiter, unsymmetrisch 59
Komparator 131
Komparatoren, nichtelektrische 184
Komparatorsignal 104
Kompensation der nichtelektrischen Größe 186
Korrekturbeiwerte (Laser-Interferometer) 170
Kraftmessung, digitale 206, 216, 217
Kraftmessung, direkt digitale 175
Kraftmessung mit Schwingsaiten 206
Kraftmessung über Kernresonanz 297
Kraftvergleichsverfahren 186, 188

Ladungshalbierung, ADU mit 121
Ladungshalbierung zur DAU 78
Längenmaßstäbe, codierte 171
Längenmessung,digitale 165, 207, 266, 293
Laplace-Transformierte 20
Laser-Interferometer 168
Laufzeitumsetzer 129
Laufzeitumsetzer mit fester Vergleichsspannung 130
Laufzeitumsetzer mit variabler Vergleichsspannung 134
LC-Oszillatoren, Anwendungsbeispiele 264
LC-Oszillator, induktionsloser 271
LC-Schwingkreis mit Gyrator 274
Leitwert-Frequenz-Umformung 255
Lichtelektrischer Impulsgeber 197
Life-zero-Prinzip 28
Linearer Oszillator mit 90°-Phasenschieber 275
Linearisierung 43, 213
Linearisierungsmaßnahmen 254

Magnetfeldmessung mit Kernresonanz 294
Magnetische Kernresonanz 294
Magnetischer Zweirampenumsetzer 161
Massenbestimmung mit schwingendem Band 210
Maßstabsteilung 166
Meeresforschung 294
Meßfühler, ohmsche, induktive, kapazitive 236
Meßoszillator, linearer 275
Meßstellenumschalter 29
Meßwertspeicherung 26
Meßwertübertragung 30
Meßwertvorverarbeitung 38
Meßzeit 33, 34
Mikrowägung mit Schwingquarzen 233
Mitkopplung 237
Mittelwertbildung 43
Modulation 25
Moiréstreifentechnik 167
MOS-Sensor mit astabilem Multivibrator 287
Multiplex-Betrieb 23, 30, 67, 159
Multiplexer 29
Multiplikation 84
Multivibrator, astabiler 287

Nachlaufumsetzer 92, 97
Nachrichtenübertragung 15
Negative Impedance Converter (NIC) 271
NIC (Negative Impedance Converter) 271
Nichtlineare DAU 64
N. S. Savannah, digitale Instrumentierung 182
Nukleare Strahlung, Impulsrate 289
Nullpunkteinstellung 40
Nullpunktfehler 158
Nutz-Stör-Verhältnis 37, 148

Ohmsche Meßfühler 236
On-line Betrieb 23, 30
Oszillatoren, elektrische 235
Oszillator, linearer 275
Ovalradzähler 200
Ozeanographie 230, 232, 294

Paralleler ADU 93
Parallele DAU 47, 48
Parity-bit 27
Passive Widerstandsgeber 235
PCM-Telemetrie 25
PCM-Übertragung 31
Periodendauermessung, digitale 34
Periodendauersignal 266
Phasenbedingung 237
Phasengang 21
Phasenmessung 191
Phasenschieber-Netzwerke 241
Photoelastischer Effekt 175
Polarisator 176
Progressiver Code 174
Prozeßkopplung 13
Prozeßrechner 17
Prozeß, technischer 17
Prüfschritt 32
Prüfstelle 33
Pufferspeicher 23, 49

Quantisierungsfehler 34, 58, 91, 128, 145
Quantisierungsstufe 93
Quarz-Druckmesser 230
Quarzhygrometer 234
Quarzoszillatoren zur digitalen Meßwertumsetzung 226
Quarzthermometer 227

Rampenumsetzer 93
RC-Generatoren, Anwendungsbeispiele 254
RC-Phasenschieber-Netzwerke 241
Ready-signal 24
Rechnerkompatibilität 14, 23
Redundante Abtasteinrichtung 173
Redundanz 27
Relaxationsoszillatoren 277
Relaxationsoszillator mit Integrationsverstärker 280
Relaxationsoszillator mit Unijunction-Transistor 285

Richtungsdiskriminator 167
Richtungsinformation 167
Ringleitung 23, 30
Rotator 272
Rückführung zur Frequenzumsetzung 299

Sägezahnumsetzer 93, 141, 142
Sample and hold 67
Schieberegister 49
Schwingbänder zur Winkelbestimmung 211
Schwingbedingung 264
Schwingende Membran 220
Schwingende Platten 217
Schwingende Rechteckplatte 217
Schwingende Röhren 214
Schwingendes Band zur Massenbestimmung 210
Schwingfrequenz 212
Schwingquarz als Druckmeßfühler 230
Schwingquarz zur Feuchtemessung 234
Schwingquarz zur Mikrowägung 233
Schwingsaite 205
Schwingsaiten zur digitalen Druckmessung 208
Schwingsaiten zur digitalen Kraftmessung 206
Schwingsaiten zur digitalen Längenmessung 207
Schwingsaiten zur Torsionsmessung 210
Schwingzylinder zur Druckmessung 216
Schwingungsbedingung harmonischer Oszillatoren 236
Selbsterregte Schwingungen 224
Selbstprüfung 27
Sequentielle ADU 92, 129
Serielle ADU 92, 102, 129
Serielle DAU 47, 66
Seriell-Parallel-ADU 137
Seriell-Parallel-Umsetzer 92
Seriell-Parallel-Umsetzung 49
Servoumsetzer 92, 97
Shannonsches Abtasttheorem 18
Shannon-Rack-DAU 67
Signalfrequenz 19,20
Signalgenauigkeit 24
Simultantechnik 180, 184
Simultanumsetzer 91, 92, 93
Skalenstreckenumsetzer 162
Skalierung 40, 41
Spannungs-Frequenz-Umsetzer 93, 141, 146
Spannungssummierung 50, 51
Speicherung 26
Stabschwinger zur Kraft- und Druckmessung 216
Standardabweichung 291
Steilheitseinstellung 40
Stellenwertigkeit 48, 49, 67
Steuerung von Impulsraten über nukleare Strahlung 289
Stimmgabel-Gasdichtemessung 223
Störbeeinflussung 14, 15, 26
Störfrequenz 35
Störspannungsdämpfung 149
Störspannungsunterdrückung 150, 156
Strahlungsempfänger 292
Strahlungsquelle, Auswahl 290
Strichgitter 166
Stromsummierung 51
Strukturelle Redundanz 27, 29
Sukzessive Approximation 92, 102
Summationspunkt 63
Summierverstärker 53
Superposition 58
Swirl flow meter 200
Synchro-Digital-Umsetzer 180

Tachymeter, elektronisches 191
Telefoniekanal 31
Telemetrie 25
Temperaturmessung, digitale 183, 184, 258, 268, 270
Temperaturmessung mit Quarzthermometer 227
Temperaturmessung über akustische Resonanz 220
Temperaturmessung über Kernresonanz 298
Thermistor-Thermometer mit Frequenzausgang 258
Torsionsmessung mit Schwingsaite 210
Torsionswinkelmessung, digitale 194

Trägerfrequenzeinrichtung 31
Turbinenzähler 200

U-Abtastung 173
Übernahmesignal 24
Übertragungsaufwand 27, 30
Übertragungsfehler 27
Übertragungsfunktion 20
Übertragungskennlinie von ADU 91
Übertragungszeit 31
Ultraschall-Flüssigkeits-Standmessung, digitale 182
Ultraschall-Methode zur Durchflußmessung 201
Umsetzer für BCD-Code 59
Umsetzung elektrischer Signale 46
Umsetzungsgeschwindigkeit 23, 49, 59, 85, 87, 92, 93, 106, 133, 137, 159
Umsetzungszeit 129
UJT (Unijunction-Transistor) 285
Unijunction-Transistor im Relaxationsoszillator 285
Unsymmetrischer Kettenleiter 59

V-Abtastung 173
Vermeidung von Abtastfehlern bei Codescheiben 173
Vor-Rückwärts-Zähler 40

Wägesystem 255
Wägung, digitale 233
Wahrheitstabelle 94, 95
Wechselspannungs-Drehzahlgeber 196
Widerstands-Kettenleiter 49, 56
Wien-Robinson-Oszillator 238, 255
Winkelbestimmung mit Schwingbändern 211
Winkelcodierer 14, 28, 164, 171
Winkelmaßstäbe, codierte 171
Winkelmessung mit Synchro-Digital-Umsetzer 180
Wirbeldurchflußmesser 200
Wort-parallel 30
Wort-seriel 30

Zählcodetechnik 180
Zeitmultiplex 18
Zuverlässigkeit 23, 27
Zweidrahtleitung 31, 42
Zweirampenumsetzer, magnetischer 161
Zweirampenumsetzer 93, 141, 150
Zweirichtungszähler 97, 98
Zwischengröße zur DAU 81
Zyklischer ADU 107, 114
Zyklischer DAU 75

Meßtechnik

Ludwig Merz

Grundkurs der Meßtechnik

Teil I: **Das Messen elektrischer Größen**

4. neubearbeitete und erweiterte Auflage 1974. 216 Seiten, 146 Abbildungen, 20 Tafeln, DM 23,80
Unter Mitarbeit von Franz Freyberger und Josef Heinfling

Aus dem Inhalt: Das Messen in Naturwissenschaft und Technik – Meßgrößen und Einheiten – Geräte und Verfahren zur Messung elektrischer Größen – Die klassischen Meßgeräte – Meßbrücken und Kompensatoren für Gleichstrom – Grundzüge der Wechselstrommeßtechnik.

Hans Benedikt / Gerhard Raum / Hans-Rolf Tränkler

Übungsaufgaben zum Grundkurs der Meßtechnik

1968. 228 Seiten, 156 Abbildungen, 13 Tafeln, DM 23,50

Die Aufgaben geben dem Studierenden die Möglichkeit, das in den Vorlesungen Gehörte praktisch zu verwenden und sich dadurch völlig damit vertraut zu machen. Jeder Aufgabe ist eine Einführung in die Thematik vorausgestellt. Die Lösungen werden angegeben, wobei besonderer Wert auf die ausführliche Darstellung des Lösungsweges gelegt wurde. Dadurch ist das Buch, das sich im Aufbau an den „Grundkurs der Meßtechnik" von Professor Merz hält, auch zum Selbststudium geeignet.

R. Oldenbourg Verlag München

Messbrücken Kompensatoren

Oldenbourg

Harald Helke

Meßbrücken und Kompensatoren für Wechselstrom

1971. 260 Seiten, 152 Abbildungen, flexibler Kunststoff DM 58,–

Aus dem Inhalt: Wheatstone-, Thomson-Brücke, Fehlwinkelbestimmung von Widerständen, Induktivitäts-, Gegeninduktivitäts-, Kapazitäts- und Verlustfaktor-Meßbrücken sowie Spezialmeßbrücken. – Komplexe Kompensatoren, verschiedene Kompensationsschaltungen und Wandlermeßeinrichtungen. – Dynamometrische, thermoelektrische und photoelektrische Wechselstrom-Gleichstrom-Konverter. – Elektronisch geregelte Wechselstromquellen, Maschinensätze mit geregelter Spannung und deren Messung. – Elektronische und phasenabhängige Nullindikatoren.

Das vorliegende Werk informiert den Leser über das vorhandene umfangreiche Material dieses Zweigs der Meßtechnik, welches bisher für den interessierten Fachmann, weil verstreut, nur schwer zugänglich war. Weiterhin wird gezeigt, wann Brücken- und Kompensationsmeßeinrichtungen für Wechselstrom mit Erfolg verwendet werden können und welche jeweils erreichbaren meßtechnischen Möglichkeiten es gibt.

Dieses ausgezeichnete Lehr- und Nachschlagewerk ist für Meßtechniker, Experimental-Physiker und Ingenieure in der Elektroindustrie, für wissenschaftliche Forschungsanstalten und Institute, für Dozenten und Studenten an Technischen Universitäten und Fachhochschulen sowie für die Benützer der Fachbibliotheken unentbehrlich."

Elektrizitätszeitung, Zürich, Juni 1972

Harald Helke

Gleichstrommeßbrücken, Gleichspannungskompensatoren und ihre Normale

1974. 318 Seiten, 159 Abbildungen, flexibler Kunststoff DM 78,–

Aus dem Inhalt: Wheatstone-Meßbrücken, Fehlerort-Meßbrücken, Digitalohmmeter, Thomson-Brücke, Meßbrücke und Kompensator nach dem Gleichstromkomparator-Prinzip – Präzisionskompensatoren, selbstabgleichende Lindeck-Rothe- und Poggendorff-Kompensatoren, selbstabgleichende Kompensatoren mit Analog-Digital-Umsetzern, Digitalvoltmeter – Normalwiderstand, Normalelement, Zenerdioden als Spannungsnormale, Josephson-Effekt als Vergleichsspannungsnormal – Stabilisierte und elektronisch geregelte Gleichspannungsgeräte, Konstantstromquellen – Gleichstrom-Nullindikatoren, elektrische Meßverstärker, Operationsverstärker, parametrische Verstärker.

"Als Ergänzung zu dem 1971 erschienenen Werk: "Meßbrücken und Kompensatoren für Wechselstrom" behandelt dieses Buch ein im deutschen Schrifttum zuletzt vor 39 Jahren ausführlich bearbeitetes Spezialgebiet der elektrischen Meßtechnik. Außer den wichtigsten Schaltungen mit Hinweis auf die jeweils erreichbaren meßtechnischen Möglichkeiten wird auch die Verwendung des Gleichstromkomparators für Meßbrücken oder Kompensatoren erläutert, mit dem man die Meßgenauigkeit um eine Zehnerpotenz gegenüber den klassischen Meßeinrichtungen steigern kann. Weiterhin wird der Josephson-Effekt behandelt, mit dem man ein sehr genaues Vergleichs-Spannungsnormal herstellen kann."

Der Elektriker, Frankfurt, Jan. 1975

R. Oldenbourg Verlag 8 München 80 Postfach 801360

ISBN 3-486-20171-9

R. Oldenbourg Verlag